NR IND 372161

praktyczny Elektronik

WWW.PE.COM.PL

nr 2'2001 (103) CENA 5,80 PLN (zawiera 7% VAT), DM 4 ISSN 1232-2628

Przyrząd elektroakustyka

Ściemniacz sterowany pilotem

Elektroniczny zapłon do samochodu

Kaskadowy wzmacniacz słuchawkowy

Elektroniczny terminarz

Płyta CD-PE2 z testowymi sygnałami audio



Na tej płycie znajdują się archiwalne numery Praktycznego Elektronika z lat 1992 ÷ 1997 oraz wiele programów i narzędzi użytecznych w pracowni elektronika. **Między innymi programy**:

- Protel 99 Second Edition (nowość !!!)
- Protel Manuals,
- Protel 99
- Protel 99 Service Pack 1
- Protel Power Tool Pack 99
- PSpice ver. 8.0
- EDWin ver. 1.6
- LabWindows®/CVI™
- LabWindows Manuals



- Topanga Schematic Maker
- PADS ver. 4.09
- WinLog ver. 1.0
- CircuitMaker ver. 2.5
- WinDraft Schematic Capture
- WinBoard PCB Layout
- TinyCAD
- PCB Developer's Individual Assistant
- Oscilloscope for Windows ver. 2.51

Oraz wiele, wiele innych. Wszystkie programy w wersjach: freeware, shareware, trial, eval lub demo.

Cena płyty tylko 30 zł + koszty wysyłki.

3000 STRON Z 89 NUMERÓW PRAKTYCZNEGO ELEKTRONIKA

CD–PE2 Praktycznego Elektronika – kompletne archiwum zapisane w formacie (PDF) i bardzo poręcznie skatalogowane.

Na tej płycie znajdziecie Państwo:

1. Kompletne numery Praktycznego Elektronika z olbrzymią wiedzę w zakresie praktycznych zastosowań elektroniki. Opisy, aplikacje, urządzenia, nietypowe rozwiązania. Jeden styl projektowania i wykonania urządzeń. Płytki drukowane są projektowane w jednym stylu z zachowaniem standardów europejskich i światowych (dotyczy to zarówno rozstawu elementów jak i ich mocowania – lutowania).
2. Sygnały testowe audio do sprawdzania zestawów elektroakustycznych.
3. Książka „Eksploatacja zestawów akustycznych”, zapisana w formacie PDF opisuje i barwnie ilustruje budowę i eksploatację zestawów głośnikowych.
4. Baza plików z wycofanymi płytkami drukowanymi.
5. Źródła do programów opublikowanych w PE, które zostały wycofane ze sprzedaży.



Cena płyty CD–PE2 jest równa 30 zł + koszty wysyłki.

CD-PE2 można zamawiać na kartach pocztowych, faksem (068) 324-71-03, na formularzu na stronie ww.pe.com.pl, e-mailem: *reklama@pe.com.pl* lub telefonicznie (068) 324-71-03.

17% RABATU NA PŁYTY CD-PE

Jeśli zamówisz **CD-K,** czyli komplet płyt **CD-PE1 i CD-PE2** to udzielimy Ci 17% rabatu. Dodatkowo zaoszczędzisz na kosztach wysyłki.



CD-K można zamawiać

- na kartach pocztowych,
- faksem (068) 324-71-03,
- na formularzu na stronie *www.pe.com.pl*,
- e–mailem: *reklama@pe.com.pl*
- lub telefonicznie (068) 324-71-03

Płaszczaki

Płaszczaki to takie dziwne twory żyjące w świecie dwuwymiarowym. Mogą chodzić sobie po kartce papieru, lub po stole, lecz nie są w stanie zauważyć wbitej w kartkę szpilki. Płaszczaki wyczarowali fizycy próbujący opisać nam świat wielowymiarowy. Jak powszechnie wiadomo nawet nieprzeciętny człowiek nie jest w stanie wyobrazić sobie czterech wymiarów przestrzennych. Z trzema styka się zaś każdy. Nie tylko z trzema ale nawet z czwartym wymiarem czasowym, który odkładam na razie na bok. Pomysł płaszczaków okazał się tak skuteczny, że przejęły się nim firmy produkujące półprzewodniki i wprowadziły go w życie. Dlatego też wszystkie układy scalone mieszczą się na płaskich jak kartka papieru płytkach krzemowych. Ogranicza to topologię układów do dwóch wymiarów nie mówiąc już o liczbie elementów aktywnych. Co prawda próbowano wgryzać się w środek płytki krzemowej ale po kilku niepowodzeniach zaniechano tego rodzaju badania, a szkoda. Wszak dwuwymiarowa Mona Lisa jest znacznie mniej atrakcyjna od Mony Lisy w trzech wymiarach z jej krągłościami. Nie będę już wspominał Mony Lisy puszczonej w ruch w czwartym, czasowym wymiarze.

Analogicznie jak w przypadku naleśników półprzewodnikowych montaż płytek drukowanych odbywa się w dwóch wymiarach. Choć ostatnio płaszczaki płytkowe odkryły po wielu dalekich wyprawach badawczych drugą stronę kartki papieru i z góry przelazły na dół powiększając swoją strefę wpływów dwukrotnie. Presja nieustannego postępu wymaga chyba zwiększenia wysiłków, aby opanować niedostępny dziś, a wiele obiecujący trzeci wymiar. Pamiętam rysunek z przed wielu lat przedstawiający miniaturyzację elementów elektronicznych. Była na nim przedstawiona lampa próżniowa w której zamontowano rezystory i kondensatory w taki sposób, że całość tworzyła coś w rodzaju lampowego układu scalonego. Co ciekawe pomysł ten prezentowany był u schyłku ery lampowej, tak na marginesie rozgrywającej się w trzech wymiarach.

W tym płaskim świecie pocieszający jest fakt, że ktoś wpadł na pomysł wykorzystania trzeciego wymiaru w płytach DVD. Uczyniono tym samym niezbędny pierwszy krok do przodu. Ja jednak zawędrowałem już dalej i udaję się do piątego wymiaru przestrzennego i drugiego czasowego.

Redaktor Naczelny
Dariusz Cichoński



Spis treści

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Orientacyjny czas oczekiwania wynosi 3 tygodnie. Zamówienia na płytki drukowane, układy programowane i zestawy prosimy przesyłać na kartach pocztowych, na kartach zamówień zamieszczanych w PE, faksem lub pocztą elektroniczną. Koszt wysyłki wynosi 10 zł bez względu na kwotę pobrania. W sprzedaży wysyłkowej dostępne są archiwalne numery „Praktycznego Elektronika”, wykaz numerów na stronie 20. Kserokopie artykułów i całych numerów, których nakład został wyczerpany wysyłamy w cenie 2,50 zł za pierwszą stronę, za każdą następną 0,50 zł + koszty wysyłki.

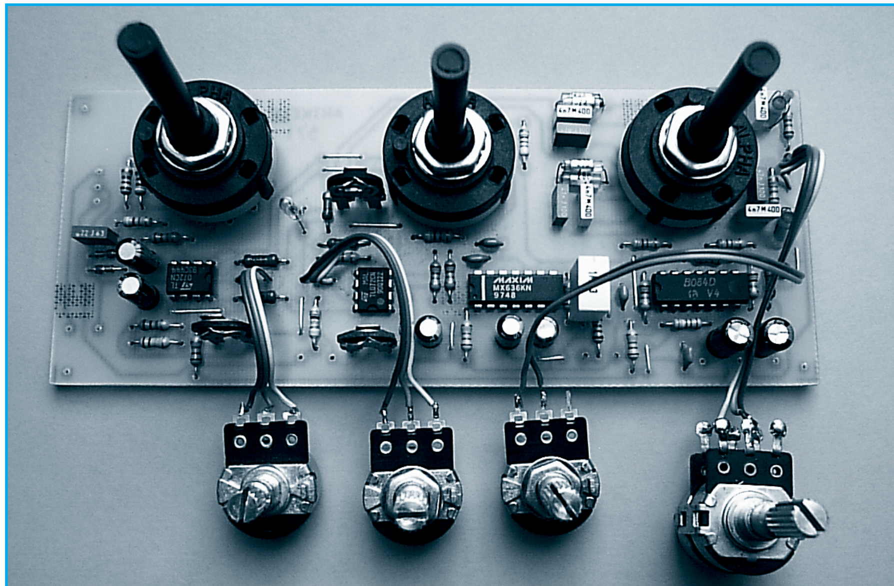
Adres Redakcji:
„Praktyczny Elektronik”
ul. Jaskółcza 2/5
65-001 Zielona Góra
tel/fax.: (0-68) 324-71-03 w godzinach 8⁰⁰-10⁰⁰
e-mail: *redakcja@pe.com.pl*; *http://www.pe.com.pl*
Redaktor Naczelny:
mgr inż. Dariusz Cichoński
Skład Komputerowy:
Paweł Witek

Zdjęcie na okładce: Ireneusz Konieczny

Druk: Zakłady Graficzne „ATEXT” Gdańsk

Przyrząd elektroakustyka

Propozycja układu łączącego trzy podstawowe przyrządy pomiarowe stosowane do sprawdzania i pomiarów wzmacniaczy małej częstotliwości. Tymi przyrządami są generator m.cz., woltomierz wartości skutecznej i miernik zniekształceń nieliniowych. Wskazania przyrządu można obserwować dołączając do jego wyjścia multimetr lub woltomierz napięcia stałego o zakresie 200 mV (ewentualnie 2 V).



Dane techniczne:

Częstotliwości pomiarowe	– 100; 1.000; 10.000 Hz
Maksymalne napięcie wyjściowe generatora	– 3 V
Zakresy woltomierza	– 0,2; 2; 20 V
Zakresy miernika zniekształceń	– 10; 100%
Napięcie wyjściowe RMS (stałe)	– 0÷200 mV
Zasilanie (symetryczne)	– ± 12 V

Schemat blokowy i koncepcja układu

Wielofunkcyjność przyrządu wymaga zastosowania wielu przełączników służących do zmiany lub modyfikacji realizowanych funkcji. Przełącznik WŁ1 służy do wyboru napięcia podawanego na wejście WE lub napięcia wyjściowego generatora (WY G). Wybrane napięcie podawane jest do dzielnika wejściowego DW, który zapewnia wybór zakresu napięcia wejściowego przy pomiarach wartości skutecznej napięcia lub zniekształceń nieliniowych. Wtórnik wejściowy W1 umożliwia poprawną pracę dzielnika uniezależniając jego właściwości od zmian obciążenia przy przełączaniu przełącznika WŁ2.

Przeznaczeniem przełącznika WŁ2 jest wybór rodzaju mierzonej wielkości. W pozycji V przyrząd będzie wykorzystany do pomiaru wartości skutecznej napięcia. Pozycje K i H są wykorzystywane przy pomiarze zniekształceń nieliniowych. W pozycji K odbywa się kalibracja miernika zniekształceń za pomocą potencjometru P1 (ustawianie 100%). W ten sposób pomiar zniekształceń będzie uwzględniał aktualny poziom napięcia wejściowego.

W pozycji H dokonywany jest właściwy pomiar zniekształceń nieliniowych jako wartości skutecznej sygnału wejściowego po wycięciu harmonicznej podstawowej filtrem środkowo zaporowym FSZ. Potencjometry P2 i P3 służą do dokładnej regulacji filtru.

Pomiar zniekształceń nieliniowych odbywa się według podanego niżej wzoru:

$$h = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + ... + U_n^2}}{\sqrt{U_4^2 + U_3^2 + U_2^2 + U_1^2 + ... + U_n^2}} \cdot 100\%$$

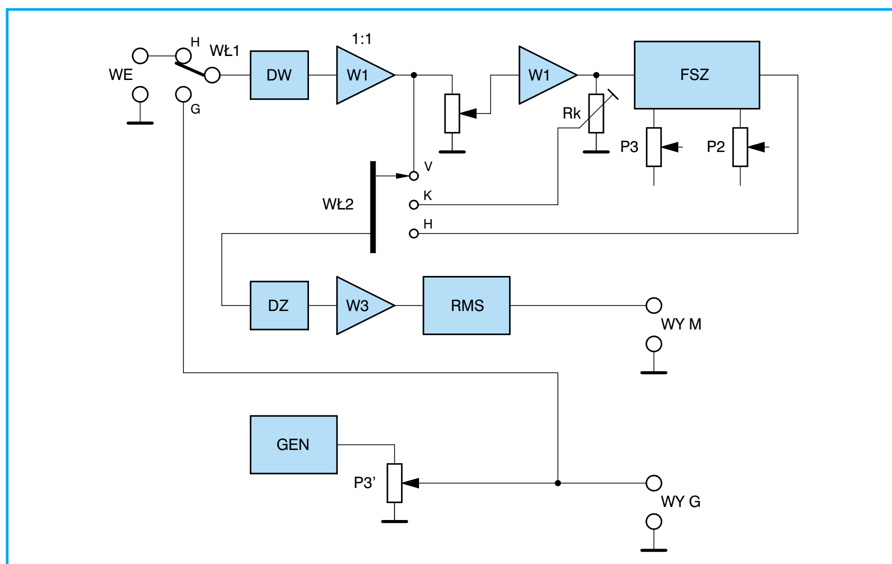
gdzie:

U_2, U_3, U_4...U_n – wartości skuteczne kolejnych harmonicznych,

U_1 – wartość skuteczna harmonicznej podstawowej.

Częstotliwości kolejnych harmonicznych są wielokrotnościami całkowitymi częstotliwości harmonicznej podstawowej. Jak więc widać mierzone zniekształcenia nieliniowe są stosunkiem wartości skutecznej wyższych harmonicznych do wartości skutecznej harmonicznych wraz z harmoniczną podstawową. Dodawanie kwadratów napięć i pierwiastkowanie, czyli tzw. średnia geometryczna jest sposobem na sumowanie wartości skutecznych napięć składowych.

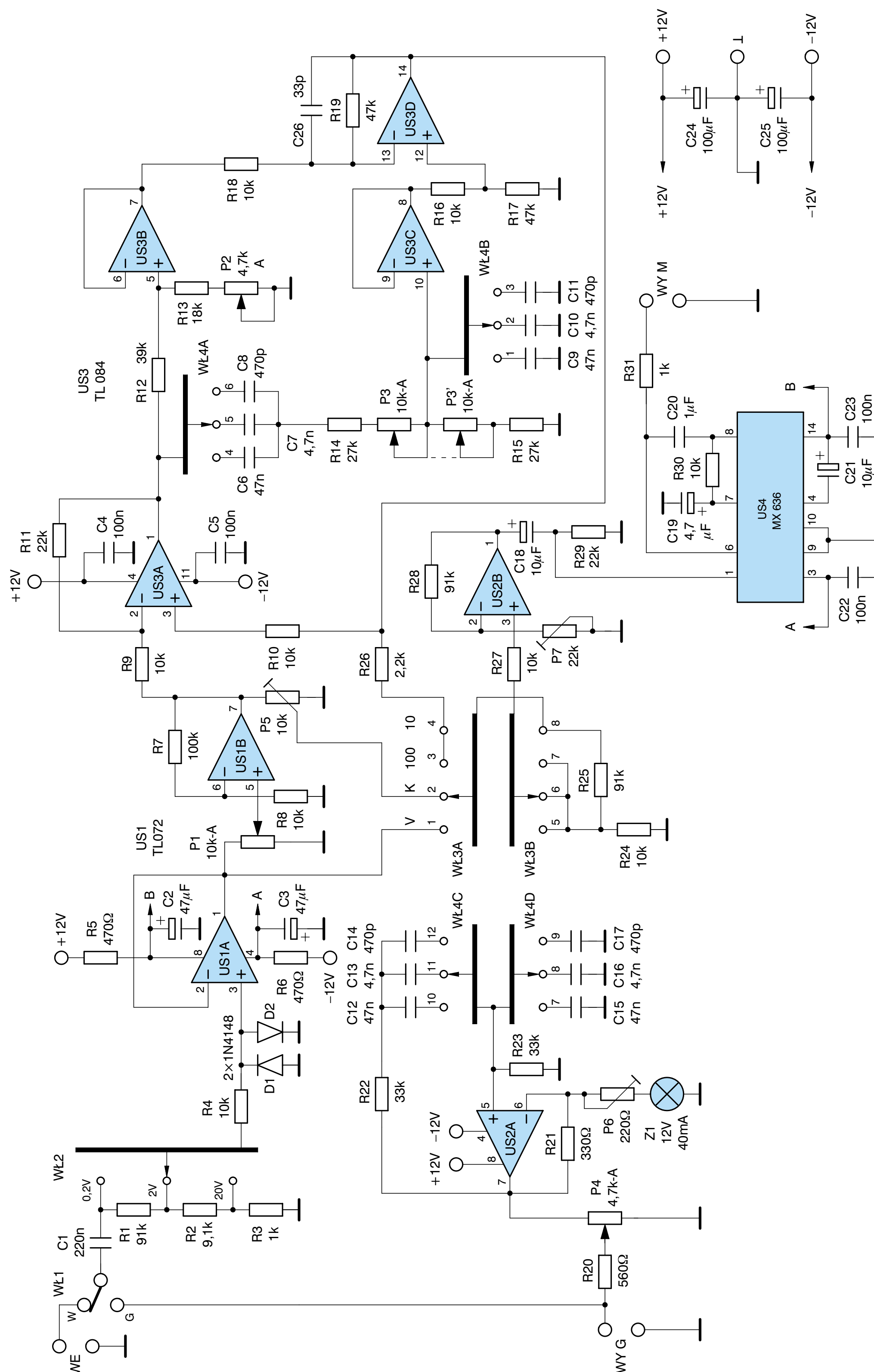
Wzmacniacz W3 służy do zwiększenia czułości miernika wartości skutecznej przy pomiarze zniekształceń (10%). Dzielnik DZ zmniejsza czułość dla zakresu 100% oraz przy pomiarze napięć. Układ RMS jest przetwornikiem true RMS zamieniającym zmienne napięcie wejściowe na stałe napięcie wyjściowe odpowiadające wartości skutecznej napięcia wejściowego. *„True”*



Rys. 1 Schemat blokowy przyrządu

oznacza, że działanie przetwornika jest poprawne przy różnych kształtach napięcia wejściowego, co jest szczególnie istotne w przypadku zniekształceń. Napięcie to będzie wskazywane przez dołączany woltomierz napięcia stałego o zakresie 200 mV.

Generator GEN wytwarza sygnał o częstotliwościach wybieranych za pomocą kolejnego przełącznika sprzężonego z filtrem środkowo zaporowym miernika zniekształceń (nie jest zaznaczony na schemacie blokowym). Umożliwia to jednoczesny wybór częstotliwości sygnału wyjściowego i częstotliwości pomiarowej miernika zniekształceń nieliniowych. Przewidziano trzy częstotliwości pomiarowe: 100, 1.000 i 10.000 Hz. Sygnał wyjściowy generatora charakteryzuje się ma-



Rys. 2 Schemat ideowy

łymi zniekształceniami nieliniowymi. Poziom napięcia wyjściowego regulowany jest potencjometrem P4.

Schemat ideowy i działanie

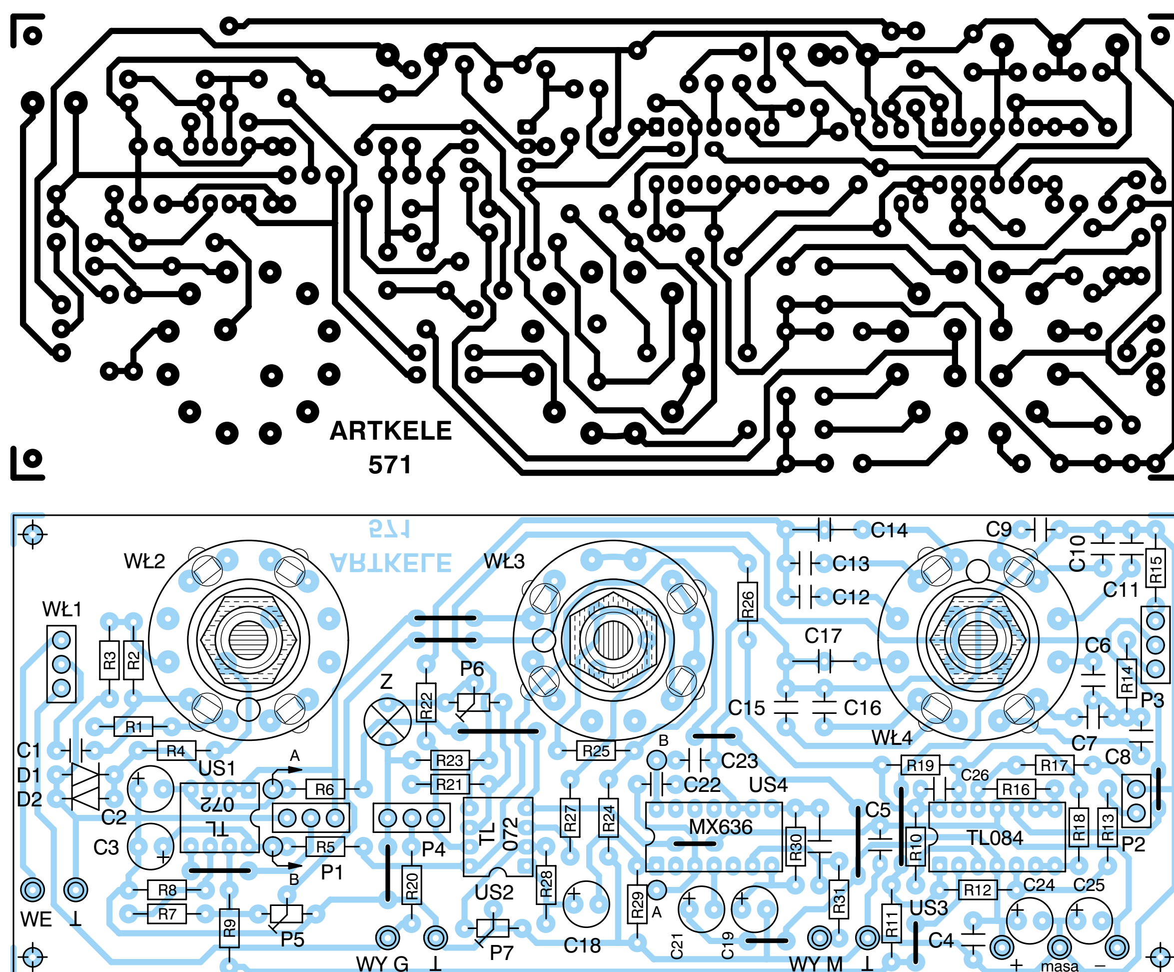
Sygnał wejściowy z przełącznika WŁ1 Przez kondensator C1 podawany jest do rezystorów dzielnika wejściowego. Zadaniem kondensatora jest wyeliminowanie składowej stałej sygnału wejściowego i pomiar tylko składowej zmiennej. Rezystory R1 i R2 powinny mieć dokładne wartości rezystancji 90 i 9 kΩ. Od ich dokładności i dokładności rezystora R3 zależeć będzie precyzja dzielnika wejściowego. Przełączanie zakresów napięć wejściowych realizuje przełącznik WŁ2.

Rezystor R4 i diody D1, D2 zabezpieczają wejście wzmacniacza US1A w przypadku zbyt dużego sygnału wejściowego. US1A pracuje jako wtórnik napięciowy. Przy pomiarze napięcia, z jego wyjścia pobierane jest napięcie do przełącznika WŁ3A i dalej przez dzielnik R25, R24 (1:10) do wzmacniacza US2B. Zadaniem wzmacniacza jest skompensowanie spadku napięcia wprowadzonego przez dzielnik. Jego wzmocnienie 10 V/V ustawione zostanie rezystorem nastawnym P7. Z wyjścia wzmacniacza US2B sygnał zmienny przez kondensator C18 podawany jest na wejście przetwornika true RMS (1 US4).

Jako przetwornik true RMS wykorzystywany jest układ scalony *MX 636* opisywany w PE nr 10/2000. Sygnał wejściowy jest podawany bezpośrednio na wejście układu mnożącego. Wewnętrzny bufor jest wykorzystany jako filtr wyjściowy wraz z kondensatorami C19, C20 i rezystorem R30. Odfiltrowane napięcie stałe z wyprowadzenia 6 podawane jest przez R31 na wyjście układu. Można tu podłączyć multimetr, lub panel miliwoltomierza napięcia stałego o zakresie 200 mV (199,9) z wyświetlaczem ciekłokrystalicznym. Tańsze multimetry mają najniższy zakres wynoszący 2 V przy tej samej ilości cyfr. Ograniczy to niestety dokładność do 1 mV.

Przy pomiarze zniekształceń nieliniowych sygnał przez potencjometr P1 podawany jest do wzmacniacza US1B. Jego wzmocnienie jest tak dobrane aby umożliwić pomiar zniekształceń nieliniowych przy napięciu wejściowym wynoszącym 0,1 zakresu. Potencjometr P1 będzie wykorzystany przy kalibracji miernika, która polega na ustawieniu wskazań miernika wyjściowego na 100% (100 mV) przy ustawieniu przełącznika WŁ3 w pozycji K. Wzmocniony sygnał z wyjścia US1B podawany jest przez nastawny rezystor P5 do przełącznika WŁ3. Zadaniem P5 jest wyrównanie poziomów sygnału z sygnałem uzyskiwanym na wyjściu filtru, który wprowadza tłumienie około –5 dB. Dalsza droga sygnału jest taka sama jak poprzednio.

Po ustawieniu przełącznika WŁ3 w pozycje 100 lub 10 dokonujemy właściwego pomiaru zniekształceń nieliniowych. Aktywny filtr środkowo zaporowy, którego zadaniem jest wyeliminowanie harmonicznej podstawowej jest zrealizowany na czterech wzmacniaczach opera-



Rys. 3 Widok płytki drukowanej i rozmieszczenie elementów

cyjnych US3. US3A pełni rolę wejściowego wzmacniacza sumującego. Do jego wyjścia dołączony jest mostek Wiena składający się z kondensatorów C6÷C11 wybieranych przełącznikiem WŁ4, rezystorów R14, R15 wraz z podwójnym potencjometrem P3 (jedna gałąź) i dzielnika napięcia R12, R13 z potencjometrem P2 (druga gałąź). Wybór pary kondensatorów określa częstotliwość zaporową filtru. Dokładną jej wartość ustala się potencjometrem P3. Potencjometr P2 służy do zapewnienia równowagi mostka.

Przy częstotliwości zaporowej układ RC mostka nie wprowadza przesunięcia fazy, a jego tłumienie wynosi 1/3. Sygnał z gałęzi RC podawany jest do wtórnika US3C wzmacniacza różnicowego. Sygnał z gałęzi dzielnika (R12, R13, P2) podawany jest do wtórnika US3B wzmacniacza różnicowego. Dzielnik nie wprowadza przesunięcia fazy a jego podział wynosi także 1/3. Wzmacniacz różnicowy tworzą opisane wtórniki wraz ze wzmacniaczem US3D. Jednakowe sygnały na wejściach wzmacniacza różnicowego powodują wytłumienie sygnału na jego wyjściu sięgające nawet 80 dB. Sprzężenie zwrotne podające przez rezystor R10 napięcie wyjściowe filtru do wzmacniacza sumującego US3A powoduje dużą stromość charakterystyki częstotliwościowej filtru. Oktawa częstotliwości zaporowej filtru, czyli druga harmoniczna jest tylko minimalnie tłumiona (1÷2 dB) w odniesieniu do tłumienia wprowadzanego przez filtr poza pasmem zaporowym. Umożliwia to prawidłowy pomiar zniekształceń nieliniowych. Wielkość tłumienia filtru pozwala na pomiar zniekształceń nieliniowych na poziomie 0,1%. Podczas pomiaru zniekształceń nieliniowych za pomocą P2 i P3 należy uzyskać minimum wskazań woltomierza podłączonego do wyjścia, który będzie wskazywał bezpośrednio współczynnik zniekształceń nieliniowych h [%].

Sygnał z filtru środkowo zaporowego, po wytłumieniu składowej o częstotliwości podstawowej, przez rezystor R26 podawany jest do przełącznika WŁ4. W pozycji 100 sygnał ten jest tłumiony przez dzielnik R25, R24 i następnie tyle razy wzmacniany w US2B. W pozycji 10 sygnał podawany jest do wzmacniacza US2B bez tłumienia i w efekcie zostaje wzmocniony 10×. Powoduje to zwiększenie czułości miernika zniekształceń. Poprzednio 100 mV odpowiadało 100% zniekształceń, aktualnie 10%. Pozycja 100 będzie wykorzystana podczas wstępnej regulacji filtru lub przy zniekształceniach nieliniowych większych od 10%. Pozycję 10 wykorzystamy przy pomiarze zniekształceń mniejszych od 10%. Pozwoli to na zwiększenie dokładności pomiaru.

Przetwornik true RMS niezależnie od charakteru zniekształceń umożliwi pomiar rzeczywistej wartości skutecznej co przyczyni się do prawidłowości pomiaru.

Generator m.cz. zrealizowany na wzmacniaczu US2A wykorzystuje do ustalania częstotliwości także mostek Wiena. Jedna gałąź mostka składa się z rezystorów R22, R23 i przełączanych kondensatorów C12÷C17. Przełączanie kondensatorów przełącznikiem WŁ4 umożliwia zmianę częstotliwości generatora współbieżnie ze zmianą częstotliwości filtru środkowozaporowego (100, 1.000, 10.000 Hz). Gałąź ta jest podłączona do wejścia nieodwracającego dając sprzężenie zwrotne dodatnie.

Druga gałąź mostka stanowi obwód ujemnego sprzężenia zwrotnego składającego się z rezystorów R21, P6 i żarówki Ż1. Zadaniem żarówki jest stabilizacja napięcia wyjściowego dzięki nieliniowej zależności jej rezystancji od napięcia. Rozwiązanie to było stosowane już w czasach generatorów lampowych. Wzrost napięcia powoduje wzrost rezystancji żarówki i tym samym zmniejszenie wzmocnienia, a więc stabilizację napięcia wyjściowego. Do wzbudzenia drgań wymagane jest wzmocnienie 3 V/V. Zwiększenie tej wartości prowadzi do zwiększenia amplitudy i zniekształcenia przebiegu wyjściowego. Do ustalenia pracy generatora na granicy progu wzbudzenia (przy minimalnych zniekształceniach) służy rezystor nastawny P6. Potencjometr P4 umożliwia regulację napięcia wyjściowego.

Układ zasilany jest napięciem symetrycznym ±12 V. Napięcie to powinno być stabilizowane dla uzyskania jak najmniejszego poziomu tętnień i zapewnienia dokładności pomiarów. Pobór prądu nie przekracza 20 mA.

Montaż i uruchomienie

Rozwiązanie płytki drukowanej umożliwia jej przymocowanie do panelu przedniego przyrządu za pośrednictwem przełączników obrotowych MPS. Wymaga to jednak zapewnienia bardzo płaskiego montażu elementów. Wysokość elementów po zamontowaniu nie powinna przekraczać 12 mm. Szczególnie problematyczny jest montaż rezystorów nastawnych P5, P6, P7. Można zamontować je od strony ścieżek. Ułatwi to nawet ewentualną regulację podczas eksploatacji przyrządu.

Przełącznik WŁ1 oraz potencjometry P1÷P4 muszą być zamontowane poza płytką drukowaną w dogodnym miejscu na płycie czołowej. Połączenia przełącznika i potencjometrów z płytką powinny być jak najkrótsze. Także jak najkrótsze powinny być połączenia gniazd wejściowych i wyjściowych z płytką.

Rezystory w dzielnikach napięć (R1, R2, R25) powinny mieć odpowiednio wartości 9 lub 90 kΩ. Należy je wybrać spośród dostępnych rezystorów o wartościach znamionowych 9,1 lub 91 kΩ przez pomiar omomierzem.

Kondensatory stosowane w filtrze i generatorze do wyboru częstotliwości (C6÷C11 i C12÷C17) powinny być tego samego typu i o jak najmniejszej tolerancji (5%). Wskazane tu są kondensatory styrofleksowe (KSF-020). W ostateczności mogą to być kondensatory MKT lub dokładne ceramiczne.

Należy ograniczyć zakres przełączania przełączników MPS (WŁ2, WŁ3, WŁ4) przez odpowiednie usytuowanie podkładek ograniczających. W przypadku WŁ2 na 3 pozycje, WŁ3 na 4 pozycje i WŁ4 na 3 pozycje. Wolne pozycje przełączników WŁ2 i WŁ3 można wykorzystać do sterowania przecinkiem na wyświetlaczu miliwoltomierza. Rozwiązanie to pozostawiam Czytelnikom.

Zasilacz sieciowy można zamontować na typowej płytce drukowanej zasilacza oferowanej przez redakcję PE (płytka 035). Wymagane będą do jego wykonania: mostek prostowniczy lub 4 diody prostownicze 100 mA/50 V (z powodzeniem mogą to być diody 1N4148), 2 kondensatory elektrolityczne 470 μF/25 V, 4 kondensatory ceramiczne 100 nF/25 V, stabilizatory 78L12 i 79L12, transformator sieciowy 4 VA (ze znakiem B) o symetrycznym napięciu wyjściowym 2×15 V, wyłącznik sieciowy i gniazdo bezpiecznikowe z wkładką WTAT 63 mA, przewód sieciowy podwójny i w podwójnej izolacji zakończony wtyczką.

Transformator powinien być zamontowany jak najdalej od płytki przyrządu. Wszystkie punkty połączeń w obwodzie sieci 220 V należy zaizolować co zabezpieczy przed możliwością porażenia prądem.

Po sprawdzeniu poprawności montażu można przystąpić do uruchamiania przyrządu. Do tego celu wymagane będą: stabilizowany zasilacz sieciowy ±12 V o wydajności prądowej 50 mA, multimetr i oscyloskop. Przed podłączeniem do płytki zasilacza „własnego wyrobu” należy najpierw sprawdzić jego działanie przez pomiar napięć wyjściowych.

Potencjometry P1 i P4 ustawić na minimum. Potencjometry P2 i P3 oraz rezystory nastawne ustawić w położenia środkowe. Przełącznik WŁ1 ustawić na W. Przełącznik WŁ2 ustawić na 20 V (prawe skrajne). Przełączniki WŁ3 i WŁ4 ustawić w położenie lewe skrajne (V i 100 Hz). Po podłączeniu zasilania sprawdzić multimetrem zasilanie wszystkich wzmacniaczy operacyjnych. Jedynie zasilanie US1 i US4 powinno być obniżone do ±11 V. Na wyjściach wzmacniaczy operacyjnych i US4 (6) powinno być napięcie zbliżone do 0 V. Sprawdzić oscyloskopem brak oscylacji na wyjściach wzmacniaczy operacyjnych (poza US2A).

Uruchamianie rozpoczynamy od sprawdzenia działania i regulacji napięcia wyjściowego generatora (US2A). Przełącznik WŁ4 ustawić w lewe skrajne położenie (100 Hz). Potencjometr P4 ustawić na maksimum. Sondę oscyloskopu podłączyć do wyjścia WY G. Regulując rezystorem nastawnym P6 uzyskać przebieg sinusoidalny (bez widocznych zniekształceń o wartości międzyszczytowej około 9÷10 V i częstotliwości zbliżonej do 100 Hz. Przełącznik WŁ4 ustawić w środkowe położenie (1.000 Hz). Na wyjściu powinien być widoczny niezniekształcony przebieg o częstotliwości zbliżonej do 1.000 Hz i wartości międzyszczytowej rzędu 10 V. W prawym skrajnym położeniu WŁ4 (10.000 Hz) sprawdzić poprawność przebiegu o tej częstotliwości na wyjściu generatora.

Ustawić WŁ4 w środkowe położenie (1.000 Hz). Przełącznik WŁ1 ustawić na G. Sondę oscyloskopu podłączyć do WY G. Regulując potencjometrem P4 ustawić międzyszczytową wartość napięcia wyjściowego na 4 V. Do wyjścia WY M podłączyć multimetr napięcia stałego 200 mV. Przełącznik WŁ2 ustawić w środkowe położenie (2 V). Regulując rezystorem nastawnym P7 uzyskać wskazanie multimetru wynoszące 141 mV. Ustawić przełącznik WŁ2 na 20 V – wskazanie multimetru powinno wynosić 14,1 mV. Ustawić napięcie wyjściowe generatora na 400 mV_{ss} (szczyt-szczyt). WŁ2 ustawić na 200 mV – wskazanie multimetru powinno wynosić 141 mV. Ewentualne niedokładności mogą wynikać z niestarannie dobranych rezystancji dzielnika wejściowego.

Po wyłączeniu zasilania równolegle do rezystorów R14 i R15 dołączyć rezystory 10 kΩ. Włączyć zasilanie i ustawić przełącznik WŁ2 na 20 V oraz napięcie wyjściowe generatora na maksimum. Przełącznik WŁ3 ustawić na 100, regulując potencjometrem P1 uzyskać wskazanie multimetru 100 mV. Przełącznik WŁ3 ustawić w pozycję K. Regulując rezystorem nastawnym P5 uzyskać ponownie wskazanie 100 mV. Wyłączyć zasilanie i odłączyć rezystory 10 kΩ.

Włączyć ponownie zasilanie i po ustawieniu WŁ2 w pozycji K ustawić potencjometrem P1 wskazanie multimetru na 100 mV. Przełączyć WŁ na 100. Wskazania multimetru powinny się zmniejszyć. Regulując potencjometrami P2 i P3 uzyskać wskazanie multimetru poniżej 10 mV (1 mV odpowiada 1 % współczynnika zniekształceń). Przełączyć WŁ3 na 10 i dalej regulując P2 i P3 uzyskać minimum wskazań. Aktualnie 10 mV odpowiada 1% zniekształceń. W ten sposób zmierzymy zniekształcenia nieliniowe sygnału wyjściowego generatora i sprawdzimy działanie miernika. Powtórzyć pomiary zniekształceń dla częstotliwości 100 Hz i 10.000 Hz. Powinny one być mniejsze od 1%.

Eksploatacja i zastosowanie przyrządu

Za pomocą przyrządu można mierzyć czułość wzmacniaczy m.cz. o mocy do 50 W (8 Ω) lub 100 W (4 Ω). Czułość określa się jako poziom napięcia wejściowego przy jakim wzmacniacz osiąga znamionową moc wyjściową. Pomiar ten wykonywany jest dla częstotliwości 1 kHz. Podłączyć rezystancję znamionową (o odpowiedniej mocy) do wyjścia wzmacniacza. Podać sygnał z generatora o częstotliwości 1 kHz na wejście wzmacniacza. Potencjometr regulacji wzmocnienia (wzmacniacza) ustawić na maksimum a regulatory barwy dźwięku i balansu w położeniu środkowym. Mierzyć napięcie wyjściowe na rezystancji obciążenia i zwiększając sygnał wyjściowy generatora uzyskać napięcie odpowiadające znamionowej mocy wyjściowej.

$$U = \sqrt{P \cdot R}$$

Zmierzyć napięcie wejściowe, które określa czułość wzmacniacza. Zakres napięć mierzonych można zwiększyć przez dodanie zewnętrznego rezystora szeregowo z wejściem WE (sondy). Rezystancja 900 kΩ pozwoli na pomiar maksymalnego napięcia do 200 V.

Przy tym pomiarze może okazać się konieczne zrezygnowanie z przewodu łączącego masę wyjścia wzmacniacza z wejściem przyrządu. Połączenie przez dwa przewody masy może prowadzić do wzbudzenia wzmacniacza. Wystarczy połączyć jeden z przewodów - doświadczalnie można zbadać który.

Kolejny parametr to zniekształcenia nieliniowe sygnału wyjściowego wzmacniacza. Pomiary można wykonać dla trzech częstotliwości. Najpierw uzyskujemy zakładaną moc wyjściową mierząc napięcie wyjściowe. Następnie w pozycji K ustawiamy potencjometrem P1 100%. Po przełączeniu w pozycje 100 i następnie 10 regulujemy P2 i P3 na minimum zniekształceń. Dokładny poziom zniekształceń wzmacniacza uzyskamy po uwzględnieniu zniekształceń nieliniowych generatora, które można zmierzyć wcześniej dla każdej z częstotliwości pomiarowych.

$$h = \sqrt{h_m^2 - h_g^2}$$

gdzie:
h_m – zniekształcenia zmierzone,
h_g – zniekształcenia generatora.

Następnym parametrem jest zakres regulacji barwy dźwięku, który sprawdza się dla częstotliwości 100 i 10.000 Hz w odniesieniu do 1.000 Hz. Regulację barwy można sprawdzać przy napięciu wyjściowym dla częstotliwości 1 kHz nie przekraczającym 0,1 napięcia dla mocy znamionowej, aby nie przesterować wzmacniacza. Regulatory ustawić na maksimum. Zmierzyć napięcie wyjściowe i wejściowe dla częstotliwości 1 kHz. Zmienić częstotliwość na 100 Hz i po ustawieniu tego samego napięcia wejściowego zmierzyć napięcie wyjściowe. Stosunek napięcia wyjściowego przy częstotliwości 100 Hz do napięcia przy częstotliwości 1 kHz wyrażony w dB da poszukiwany zakres regulacji na „+”. Taki sam pomiar i obliczenia wykonać dla częstotliwości 10 kHz oraz po ustawieniu regulatorów na minimum (zakres regulacji na „–”).

$$Z = 20 \log \frac{U_f}{U_{1k}}$$

gdzie:
U_f – napięcie wyjściowe przy częstotliwości 100 lub 10.000 Hz,
U_{1k} – napięcie wyjściowe przy częstotliwości 1 kHz.

Tłumienie zakłóceń (przydźwięku) określa się w odniesieniu do mocy znamionowej lub dla sprzętu Hi-Fi do mocy 50 mW (1 kHz). Pomiar w odniesieniu do mocy znamionowej jest podobny jak przy pomiarze czułości, lecz po uzyskaniu zadanej mocy wyjściowej U należy wyłączyć sygnał wejściowy (potencjometr P4 na minimum) i następnie zmierzyć napięcie wyjściowe bez wysterowania U_z. Pomiar w odniesieniu do mocy 50 mW wymaga podania na wejście napięcia odpowiadającego czułości i regulacji siłą głosu dla uzyskania mocy wyjściowej 50 mW (U=0,45 V/4 Ω lub 0,63 V/8 Ω). Po odłączeniu napięcia wejściowego zmierzyć napięcie zakłóceń. Tłumienie obliczymy z podanego niżej wzoru:

$$T_z = 20 \log \frac{U_z}{U}$$

Będzie ono liczbą ujemną wyrażoną w dB. Stosunek odwrotny da liczbę dodatnią.

Tłumienie przesłuchu stereofonicznego uzyskamy sterując do mocy znamionowej jeden z kanałów (U_s) i mierząc napięcie wyjściowe w kanale nie sterowanym (U_n). Pomiary te należy wykonać w obu kierunkach. Wartość tłumienia w dB obliczymy z następującego wzoru:

$$T_p = 20 \log \frac{U_n}{U_s}$$

Tłumienie to także będzie liczbą ujemną.

Na temat wykorzystania przyrządu i pomiarów wzmacniaczy m.cz. można by napisać książkę, ale na tym zakończę życząc ciekawych doświadczeń.

Wykaz elementów

Półprzewodniki	
US1, US2	– TL 072
US3	– TL 084
US4	– MX 636
D1, D2	– 1N4148
Rezystory	
R21	– 330 Ω/0,125 W
R5, R6	– 470 Ω/0,125 W
R20	– 560 Ω/0,125 W
R3	– 1 kΩ/0,25 W 2%
R31	– 1 kΩ/0,125 W
R26	– 2,2 kΩ/0,125 W
R2	– 9,1 kΩ/0,25 W (patrz tekst)
R24	– 10 kΩ/0,25 W 2%
R4, R8, R9, R10, R16, R18, R27, R30	– 10 kΩ/0,125 W
R13	– 18 kΩ/0,125 W
R11, R29	– 22 kΩ/0,125 W
R14, R15	– 27 kΩ/0,125 W
R22, R23	– 33 kΩ/0,25 W
R12	– 39 kΩ/0,125 W
R17, R19	– 47 kΩ/0,125 W
R1, R25	– 91 kΩ/0,25 W (patrz tekst)
R28	– 91 kΩ/0,125 W
R7	– 100 kΩ/0,125 W
P6	– 220 Ω TVP 1232
P5	– 10 kΩ TVP 1232
P7	– 22 kΩ TVP 1232
P2, P4	– 4,7 kΩ-A PR-185
P1	– 10 kΩ-A PR-185
P3	– 2×10 kΩ-A PRP-185
Kondensatory	
C26	– 33 pF/50 V ceramiczny
C8, C11, C14, C17	– 470 pF/63 V KSF-020 5%
C7, C10, C13, C16	– 4,7 nF/63 V KSF-020 5%
C6, C9, C12, C15	– 47 nF/100 V MKT 5%
C4, C5, C22, C23	– 100 nF/50 V ceramiczny
C1	– 220 nF/63 V MKS-20
C20	– 1 μF/63 V MKS-20
C19	– 4,7 μF/25 V
C18, C21	– 10 μF/25 V
C2, C3	– 47 μF/16 V
C24, C25	– 100μF/16 V
Inne	
WŁ1	– przeł. Dwupozycyjny
WŁ2	– MPS 126
WŁ3	– MPS 134
WŁ4	– MPS 143
płytka drukowana numer 571	

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki można zamawiać w redakcji PE.
Cena: płytka numer 571 – 9,50 zł + koszty wysyłki (10 zł).

◊ R.K.

Wykorzystanie sygnałów testowych audio

Podajemy przeznaczenie i sposoby wykorzystania sygnałów testowych audio jakie znajdziecie na nowej płycie CD-PE2 Praktycznego Elektronika.

Sygnały testowe zapisywane na odpowiednich nośnikach stosowane są w technice audio już od dawna. Pozwalają na sprawdzenie właściwości i poprawności działania całego toru elektroakustycznego łącznie z urządzeniem odtwarzającym zapis. Mogą być oczywiście wykorzystane do sprawdzania i ewentualnej regulacji tylko wybranych fragmentów toru. Sygnały testowe były zapisywane na płytach gramofonowych, taśmach magnetofonowych, ostatnio pojawiły się na płytach CD.

Sygnały testowe, to sygnały małej częstotliwości uzyskiwane z wysokiej jakości źródeł sygnałów a więc generatorów lub tworzone w sposób sztuczny z wykorzystaniem mikrokomputerów a konkretnie kart dźwiękowych wraz z odpowiednim oprogramowaniem. Nawiasem - karty dźwiękowe stają się narzędziem stosowanym zarówno do generacji sygnałów małej częstotliwości jak i do ich pomiarów. Pozwalają w stosunkowo prosty sposób na zaangażowanie mikrokomputera do wytwarzania sygnałów pomiarowych i przetworzenia wyników pomiarów.

Sygnały pomiarowe i ich właściwości

Bardzo ogólnie ujmując można wyróżnić trzy grupy sygnałów m.cz. transmitowanych lub przetwarzanych przez urządzenia elektroakustyczne:

1. sygnały użyteczne, czyli sygnały mowy i muzyki będące sygnałami przypadkowymi, których składowe częstotliwości mieszczą się w paśmie akustycznym (20÷20.000 Hz);
2. sygnały zakłócające, różnego pochodzenia poczynając od szumów elementów kończąc na przydźwięku sieci, które negatywnie wpływają na jakość odtwarzania;
3. sygnały pomiarowe (testowe), przewidziane do testowania i regulacji aparatury, wytwarzane za pomocą specjalnych urządzeń (generatorów) lub zapisywane i odtwarzane.

Jako sygnały pomiarowe są wykorzystywane najczęściej sygnały okresowe sinusoidalne i rzadziej impulsowe lub sygnały szumu.

Głównymi parametrami sygnałów m.cz. są:
- napięcie,
- kształt,
- częstotliwość lub zakres częstotliwości,
- rozkład widmowy.

Termin napięcie jest zwykle precyzowany dokładniej. W tym celu wykorzystuje się określenia charakterystyczne dla przebiegu sinusoidalnego. Należą do nich:
- wartość chwilowa,
- amplituda,
- wartość międzyszczytowa,
- wartość średnia,
- wartość skuteczna.

Wartością chwilową
– nazywana jest wartość jaką przebieg uzyskuje w danym momencie czasu t. Dla napięcia sinusoidalnego określa ją zależność:

$$u = U_m \sin \omega t = U_m \sin 2\Pi f t$$

We wzorze tym pominięto fazę początkową przebiegu ϕ, która określa wartość chwilową przebiegu dla czasu $t=0$.

Amplituda, wartość maksymalna U_m
– jest największą wartością chwilową jaką osiąga przebieg. Amplituda jest pojęciem stosowanym dla przebiegów symetrycznych tzn. takich, które osiągają takie same wartości maksymalne dodatnie jak i ujemne. Dla przebiegów niesymetrycznych mniej problematyczne jest określenie wartości międzyszczytowej.

Wartość międzyszczytowa U_{pp}
– jest sumą maksymalnych wartości bezwzględnych przebiegu (bez znaku) w kierunku dodatnim i ujemnym. Dla przebiegu sinusoidalnego wynosi $2U_m$.

Wartość średnia
– jest średnią arytmetyczną wszystkich wartości chwilowych przebiegu w ciągu okresu $T=1/f$ (f – częstotliwość). Wartość średnia przebiegu symetrycznego (sinusoidy) jest równa 0. Odpowiada ona praktycznie tzw. składowej stałej przebiegu. Dla jednokierunkowych połówek sinusoidy (tzw. prostowanie dwupołówkowe) wartość średnia wynosi:

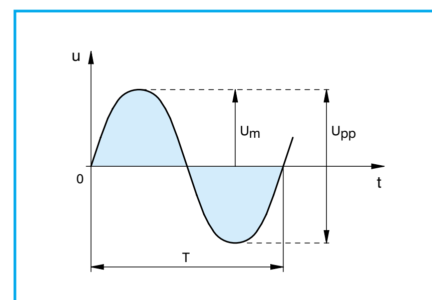
$$U_{śr} = 0{,}637 U_m$$

Wartość skuteczna
– jest obliczana jako pierwiastek ze średniej arytmetycznej kwadratów wartości chwilowych w ciągu okresu. Odpowiada ona wartości napięcia stałego wydzielającego taka samą moc jak analizowany przebieg zmienny. Dla przebiegu sinusoidalnego wartość skuteczna wynosi:

$$U_{sk} = 0{,}707 U_m$$

Ważnym parametrem przebiegu okresowego jest częstotliwość f. Określa ona liczbę pełnych przebiegów (okresów) w ciągu 1s. Okres T jest czasem trwania jednego pełnego przebiegu. Związek między nimi podałem już wcześniej. W ciągu jednego okresu przebieg przyjmuje wszystkie wartości chwilowe, które następnie są powtarzane w kolejnym okresie.

Zgodnie z twierdzeniem Fouriera każdy przebieg okresowy może być przedstawiony w postaci sumy składowych harmonicznych, czyli rozłożony na składową stałą i sumę sinusoid o różnych wartościach maksymalnych i fazach początkowych, a których częstotliwości są wielokrotnościami całkowitymi częstotliwości przebiegu okresowego. Dotyczy to zwłaszcza przebiegów o kształcie odbiegającym od sinusoidy, w tym przebiegów



Rys. 1 Przebieg sinusoidalny

impulsowych. Zbiór amplitud poszczególnych harmonicznych nazywany jest *widmem sygna‡u*. Przebieg sinusoidalny (niezniekształcony) ma tylko harmoniczną podstawową. Widmo sygnału ma charakter prążków w postaci amplitud o częstotliwościach harmonicznych. Ze wzrostem częstotliwości wzrasta odległość między kolejnymi prążkami.

Dla przebiegów impulsowych oprócz podanych wyżej parametrów istotne są zależności czasowe. Należą do nich: *czas narastania* t_n (od 0,1 do 0,9 U_m), *czas opadania* t_o (od 0,9 do 0,1 U_m), *czas trwania* t_i (między 0,5 U_m dla zbocza narastającego i opadającego) oraz *wsp ‡czynnik wype‡nienia* γ określony jako stosunek czasu trwania do okresu.

Dla sygnałów szumu najbardziej charakterystycznymi parametrami są: *rozk‡ad statystyczny amplitud* przedstawiający przebieg prawdopodobieństwa wartości maksymalnych sygnału oraz *widmo gŚsto ci mocy* (przebieg stosunku mocy do pasma częstotliwości w funkcji częstotliwości). Tzw. widmo jednorodne, niezależne od częstotliwości posiada szum biały. Szum różowy posiadający charakter zbliżony do sygnału akustycznego posiada widmo o nachyleniu –3 dB/oktawę.

Elektroakustyka wiąże właściwości i sygnały elektryczne z akustycznymi. Sygnały akustyczne są w ostateczności odbierane słuchowo i oceniane subiektywnie przez słuchacza. Fizjologia słuchu ma wpływ na określanie parametrów sygnałów. Podstawową cechą słuchu jest charakterystyka logarytmiczna wrażeń głośności w odniesieniu do natężeń dźwięku. Parametry urządzeń elektroakustycznych także często są określane w miarze logarytmicznej. Podstawową jednostką logarytmiczną jest *bel* [B], określany jako logarytm dziesiętny ze stosunku dwóch mocy.

$$k = \log \frac{P_2}{P_1}\ [B]$$

Praktycznie wykorzystuje się jednostkę pochodną – *decybel* [dB] (0,1 B). Tzw. względny poziom mocy (wzmocnienie mocy) w decybelach oblicza się następująco:

$$k_p = 10 \log \frac{P_2}{P_1}\ [dB]$$

Jeżeli obie moce wydzielają się na tej samej rezystancji, wtedy względny poziom mocy jest równy *wzglŚdnemu poziomowi napiŚcia*.

$$k_u = 20 \log \frac{U_2}{U_1}\ [dB]$$

Stosunek dwóch mocy lub napięć jest miarą względną określającą proporcje, lecz nie informuje o rzeczywistych wartościach napięcia czy mocy. Aby podać wartość bezwzględną napięcia czy mocy trzeba skorzystać z wartości odniesienia. W elektroakustyce za *jednostkŚ odniesienia* P_o uważa się moc 1 mW wydzielaną na rezystancji 600 Ω. *BezwzglŚdny poziom mocy* wyrażony w [dBm] określa podany niżej wzór:

$$k_{pm} = 10 \log \frac{P}{P_o}\ [dBm]$$

Bezwzględny poziom mocy wynosi 0 dBm dla mocy 1 mW. Częściej operuje się *napiŚciem odniesienia* U_o, czyli napięciem skutecznym wymaganym do uzyskania mocy 1 mW na rezystancji 600 Ω.

$$U_o = 0{,}775\ V$$

BezwzglŚdny poziom napiŚcia wyznacza następujący wzór:

$$U_o = 0{,}775\ V$$

Bezwzględny poziom napięcia wynosi 0 dBm przy wartości skutecznej napięcia 0,775 V. Praktycznie jednak pomija się warunek rezystancji 600 Ω. Wskaźniki poziomu sygnału wyskalowane w dBm wskazują właśnie bezwzględny poziom napięcia w odniesieniu do 0,775 V niezależnie od rezystancji obwodu pomiarowego.

Czułość ucha zmienia się w zależności od częstotliwości i poziomu sygnału akustycznego. Często przy pomiarach elektroakustycznych wykorzystuje się specjalne filtry imitujące właściwości ucha. Filtry takie nazywane są filtrami psofometrycznymi. Miernik poziomu z *filtrem psofometrycznym* potocznie nazywany jest *psofometrem*. Psofometry wykorzystywane są przy pomiarach szumów i zakłóceń. Uwzględniają właściwości słuchu i jednocześnie poprawiają wyniki pomiarów ograniczając pasmo częstotliwości mierzonych szumów czy zakłóceń.

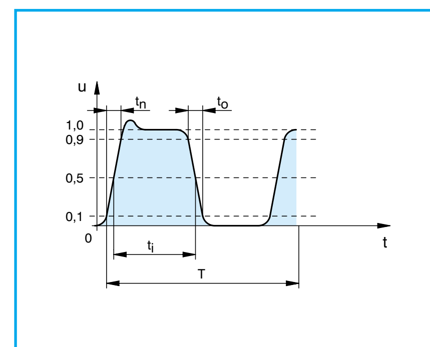
Zanim przystąpimy do wykorzystywania sygnałów testowych jeszcze wyjaśnię kilka pojęć związanych bardziej z muzyką, ale często używanych w elektroakustyce. Są to pojęcia związane ze stosunkiem częstotliwości. *Oktawa* oznacza podwojenie częstotliwości czyli zakres częstotliwości mieszczący się między częstotliwościami *f* a *2f*. *Tercja* jest określeniem używanym do nazwania pasma częstotliwości wynoszącego 1/3 oktawy. *Dekada* jest zakresem częstotliwości mieszczącym się między częstotliwością *f* a częstotliwością *10f* (dziesięciokrotny wzrost częstotliwości).

Jak wykorzystać sygnały testowe?

Zapisane na płycie CD sygnały testowe po odtworzeniu nadają się do sprawdzenia właściwości i prawidłowości połączeń stereofonicznego zestawu elektroakustycznego (ścieżki 1÷8). Sygnały 9, 10 i 11 przeznaczone są do regulacji i sprawdzenia miernika wysterowania. Sygnały od 12 do 43 przeznaczone są do sprawdzenia charakterystyki częstotliwościowej zestawu oraz do regulacji częstotliwości środkowych filtrów korektora graficznego lub analizatora widma. Sygnały szumu tercjowego na ścieżkach od 44 do 74 przewidziane są do sprawdzenia działania analizatora widma. Ostatni sygnał (ścieżka 75) może być wykorzystany jako sygnał odniesienia dla pozostałych pomiarów.

Opiszę teraz wykorzystanie sygnałów z kolejnych ścieżek:

1. Sygnał szumu różowego przeznaczony do oceny prawidłowości podłączenia kanałów, zrównoważenia i charakterystyk częstotliwościowych. Ustawić na pierwszym sygnale szumu z obu głośników poziom wyjściowy przy jakim normalnie słuchamy. Sygnały powinny się poja-



Rys. 2 Przebieg impulsowy

wiać następnie kolejno w kanale lewym i prawym. Jeśli jest odwrotnie to trzeba zamienić wtyczki na wejściu lub wyjściu wzmacniacza i sprawdzić jeszcze raz. Poziomy sygnałów i ich barwa słyszane z głośników powinny być takie same. Ewentualnie skorygować położenie regulatora równoważenia kanałów (balansu). Oczywiście słuchamy w punkcie jednakowo oddalonym od obu zespołów głośnikowych.

2. Sygnał szumu różowego przewidziany do kontroli sfazowania zespołów głośnikowych. Potencjometr siły głosu ustawić w normalnie używanym położeniu. Sygnały o fazach zgodnych powinny być słyszane z punktu leżącego między głośnikami. Sygnały o fazach przeciwnych powinny być słyszane z dwóch głośników oddzielnie. W przeciwnym przypadku należy zamienić końcówki przewodów podłączenia jednego zespołu i sprawdzić ponownie.
3. Sygnał do sprawdzenia poprawności całego toru elektroakustycznego. Powinien mieć charakter niskich tonów. Zwrócić uwagę na brak rezonansów i brzęczeń. Może być wykorzystany do sprawdzenia analizatora widma – jednakowe wskazania wszystkich pasm. Sprawdzić wpływ regulacji barwy dźwięku, tony niskie.
4. Jak poprzednio - zabarwienie tonami wysokimi. Profilaktycznie można nieco zmniejszyć siłę głosu. Sprawdzić wpływ regulacji barwy dźwięku – tony wysokie.
5. Sygnał do sprawdzenia prawidłowości podłączenia głośników niskotonowych. Faza zgodna powinna dawać efekt wzmocnienia sygnału. Faza przeciwna spowoduje osłabienie sygnału. Przy tych częstotliwościach trudno o kierunek.
6. Jak wyżej – przy fazie zgodnej sygnał dochodzi z punktu między głośnikami. Przy fazie przeciwnej z boków.
7. Jak wyżej – sprawdzamy podłączenie głośników średniotonowych.
8. To samo dla głośników wysokotonowych. Jeśli w którymś z przypadków wystąpi sytuacja odwrotna, niezbędne będzie sprawdzenie i zmiana podłączeń odpowiednich głośników wewnątrz obudowy zespołu.
9. Komplet sygnałów o częstotliwości 1 kHz umożliwiających dokładne skalibrowanie typowego miernika, który obejmuje zakres od –20 dB do +6 dB. Wszystkie sygnały przesunięte są o –10 dB. Czyli poziomowi 0 dB na mierniku odpowiada nagrany sygnał o poziomie –10 dB. Do kalibracji miernika konieczne jest podłączenie dodatkowego wzmacniacza pomiędzy wyjście odtwarzacza kompaktowego a miernik wysterowania. Wzmocnienie wzmacniacza powinno wynosić 10 dB (3,16 V/V). Wygodne będzie zastosowanie typowego wzmacniacza operacyjnego.
10. Paczki przebiegów o częstotliwości 5 kHz i czasie trwania 10 ms z poziomem 0 dB. Pomiędzy paczkami występuje przerwa 2 sek. Sygnały te pozwalają sprawdzić czy czas całkowania miernika nie jest zbyt długi. Prawidłowo działający, wcześniej skalibrowany miernik powinien po odebraniu paczki wskazać wartość –1÷0 dB. Jeżeli wskazówka, lub diody nie osiągną tego poziomu, oznacza to że czas całkowania jest zbyt długi. Należy wtedy zmniejszyć wartość kondensatora całkującego w mierniku. Zbyt długi czas całkowania może fałszować odczyt rzeczywistego poziomu sygnału prowadząc do przesterowania toru akustycznego.
11. Sygnały nagrane z różnymi poziomami umożliwiają kontrolę mierników wysterowania obejmujących znacznie szerszy zakres pomiaru (–80÷0 dB). Oprócz tego możliwa też jest odsłuchowa kontrola poziomu zakłóceń (szumów, przydźwięków, brumów) dla sygnałów o szczególnie niskich poziomach.
12. Przestrajany płynnie sygnał sinusoidalny pozwoli na sprawdzenie pobieżne charakterystyki przenoszenia toru elektroakustycznego. Przy okazji można sprawdzić własny słuch. Poziom sygnału jest wprawdzie obniżony o 10 dB, ale radzę nie przekraczać 1/3 położenia regulatora siły głosu. Zbyt duża moc przy częstotliwościach wysokich (powyżej 8 kHz) może spowodować uszkodzenie głośnika wysokotonowego.

13÷43. Sygnały sinusoidalne o różnych częstotliwościach pozwolą na dokładne określenie charakterystyki częstotliwościowej wzmacniacza lub całego toru elektroakustycznego. Można to zrobić odsłuchowo i przy okazji sprawdzić rezonanse i inne niepożądane efekty. Lepiej jednak wykorzystać mikrofon i miernik poziomu lub sam miernik poziomu podłączony do wyjścia wzmacniacza. Należy zapisywać poziomy sygnałów dla poszczególnych częstotliwości i następnie wykreślić charakterystykę korzystając ze skali logarytmicznej częstotliwości. Także zwrócić uwagę na nieprzekroczenie dopuszczalnej mocy głośnika wysokotonowego. Zmniejszyć siłę głosu przy regulatorach barwy dźwięku ustawionych na MAX. Sygnały o dokładnie ustalonych częstotliwościach można wykorzystać przy dobieraniu elementów filtrów korektorów graficznych lub analizatorów widma. W tym celu sygnał o wymaganej częstotliwości podać na wejście filtru. W odtwarzaczu CD ustawić powtarzanie ścieżki (repeat). Mierząc poziom sygnału na wyjściu filtru dobrać elementy aby uzyskać maksimum sygnału. Sygnały te można wykorzystać także do określenia charakterystyki częstotliwościowej zapis - odczyt magnetofonu. W tym celu trzeba je nagrać i następnie odtworzyć jednocześnie mierząc poziomy poszczególnych częstotliwości.

44÷74. Sygnał szumu różowego wydzielony przez filtry tercjowe. Pasmo każdego z tych sygnałów obejmuje 1/3 odpowiadającej mu oktawy. Jest to sygnał przeznaczony dla analizatora widma. Umożliwia sprawdzenie i regulację analizatora widma. Każdemu sygnałowi powinno odpowiadać jednakowe wskazanie analizatora. Sygnały te pozwalają na badanie charakterystyk częstotliwościowych z wykorzystaniem analizatora widma. Sygnał podaje się na wejście wzmacniacza a analizator podłącza do wyjścia lub z wykorzystaniem mikrofonu. Zastosowanie mikrofonu na wejściu analizatora pozwoli na ocenę i dobór parametrów pomieszczenia odsłuchowego co było opisane w PE 4’2000.

75. Sygnał odniesienia przeznaczony do ustalenia właściwego odniesienia przy wszystkich pomiarach. Można go wykorzystać do sprawdzenia miernika poziomu (0 dB), pomiaru mocy wyjściowej, poziomu zakłóceń

itp. Pomiary mocy wyjściowej i zakłóceń opisane są w artykule pt. Przyrząd elektroakustyka, zamieszczonym w bieżącym PE.

Wykaz Sygnałów testowych

Nr	Sygnał	Czas
1	Szum różowy – kontrola kanałów	30 s
2	Szum różowy – kontrola fazy	20 s
3	Szum różowy – całe pasmo	30 s
4	Szum biały – całe pasmo	30 s
5	Szum różowy – pasmo 0÷0,2 kHz	45 s
6	Szum różowy – pasmo 0,2÷1 kHz	45 s
7	Szum różowy – pasmo 1÷20 kHz	45 s
8	Szum różowy – pasmo 6÷20 kHz	45 s
9	**Miernik wysterowania – poziomy –30÷–4 dB, 1 kHz**	**32 s**
10	**Miernik wysterowania – impulsy 0 dB, 5 kHz**	**12 s**
11	Sinus poziomy –80÷–10 dB, 1 kHz	40 s
12	Sinus przestrajany od 20 Hz do 20 kHz poziom –10 dB	31 s
13	**Sinus 20 Hz, –10 dB**	**20 s**
14	**Sinus 25 Hz, –10 dB**	**20 s**
15	**Sinus 31,5 Hz, –10 dB**	**20 s**
16	**Sinus 40 Hz, –10 dB**	**20 s**
17	Sinus 50 Hz, –10 dB	20 s
18	Sinus 63 Hz, –10 dB	20 s
19	Sinus 80 Hz, –10 dB	20 s
20	Sinus 100 Hz, –10 dB	20 s
21	Sinus 125 Hz, –10 dB	20 s
22	Sinus 160 Hz, –10 dB	20 s
23	Sinus 200 Hz, –10 dB	20 s
24	Sinus 250 Hz, –10 dB	20 s
25	Sinus 315 Hz, –10 dB	20 s
26	Sinus 400 Hz, –10 dB	20 s
27	Sinus 500 Hz, –10 dB	20 s
28	Sinus 630 Hz, –10 dB	20 s
29	Sinus 800 Hz, –10 dB	20 s
30	Sinus 1,0 kHz, –10 dB	20 s
31	Sinus 1,25 kHz, –10 dB	20 s
32	Sinus 1,6 kHz, –10 dB	20 s
33	Sinus 2,0 kHz, –10 dB	20 s
34	Sinus 2,5 kHz, –10 dB	20 s
35	Sinus 3,15 kHz, –10 dB	20 s
36	Sinus 4,0 kHz, –10 dB	20 s
37	Sinus 5,0 kHz, –10 dB	20 s
38	Sinus 6,3 kHz, –10 dB	20 s
39	Sinus 8,0 kHz, –10 dB	20 s
40	Sinus 10,0 kHz, –10 dB	20 s
41	Sinus 12,5 kHz, –10 dB	20 s
42	**Sinus 16,0 kHz, –10 dB**	**20 s**
43	**Sinus 20,0 kHz, –10 dB**	**20 s**
44	**Szum 20 Hz, 1/3 okt.**	**15 s**
45	**Szum 25 Hz, 1/3 okt.**	**15 s**
46	**Szum 31,5 Hz, 1/3 okt.**	**15 s**
47	Szum 40 Hz, 1/3 okt.	15 s
48	Szum 50 Hz, 1/3 okt.	15 s
49	Szum 63 Hz, 1/3 okt.	15 s
50	Szum 80 Hz, 1/3 okt.	15 s
51	Szum 100 Hz, 1/3 okt.	15 s
52	Szum 125 Hz, 1/3 okt.	15 s
53	Szum 160 Hz, 1/3 okt.	15 s
54	Szum 200 Hz, 1/3 okt.	15 s
55	Szum 250 Hz, 1/3 okt.	15 s
56	Szum 315 Hz, 1/3 okt.	15 s
57	Szum 400 Hz, 1/3 okt.	15 s
58	Szum 500 Hz, 1/3 okt.	15 s
59	Szum 630 Hz, 1/3 okt.	15 s
60	Szum 800 Hz, 1/3 okt.	15 s
61	Szum 1,0 kHz, 1/3 okt.	15 s
62	Szum 1,25 kHz, 1/3 okt.	15 s
63	Szum 1,6 kHz, 1/3 okt.	15 s
64	Szum 2,0 kHz, 1/3 okt.	15 s
65	Szum 2,5 kHz, 1/3 okt.	15 s
66	Szum 3,15 kHz, 1/3 okt.	15 s
67	Szum 4,0 kHz, 1/3 okt.	15 s
68	Szum 5,0 kHz, 1/3 okt.	15 s
69	Szum 6,3 kHz, 1/3 okt.	15 s
70	Szum 8,0 kHz, 1/3 okt.	15 s
71	Szum 10,0 kHz, 1/3 okt.	15 s
72	Szum 12,5 kHz, 1/3 okt.	15 s
73	Szum 16,0 kHz, 1/3 okt.	15 s
74	**Szum 20,0 kHz, 1/3 okt.**	**15 s**
75	**Sinus poziom 0 dB, 1 kHz**	**20 s**

Uwagi dotyczące wybranych sygnałów

1 5 sek oba kanały, 5 sek kanał lewy, 5 sek kanałprawy, 5 sek kanał lewy, 5 sek kanałprawy, 5 sek kanał lewy.

2 Szum monofoniczny identyczny w obu kanałach; 5 sek w zgodnej fazie, 5 sek w przeciwnej fazie, 5 sek w zgodnej fazie, 5 sek w przeciwnej fazie, 5 sek w zgodnej fazie.,

3 Szum stereofoniczny (różny w obu kanałach).

4 Szum stereofoniczny (różny w obu kanałach).

5 Szum monofoniczny identyczny w obu kanałach; 20 sek w zgodnej fazie, 5 sek w zgodnej fazie, 5 sek w przeciwnej fazie, 5 sek w zgodnej fazie, 5 sek w przeciwnej fazie, 5 sek w zgodnej fazie.

6, 7, 8 Jak wyżej.

9 Sinus 1 kHz, sygnały po 2 sek z poziomami: –30 dB, –20 dB, –17 dB, –15 dB, –13 dB, –12 dB, – 11,5dB, –11 dB, –10,5 dB, –10 dB, –9,5 dB, –9 dB, –8,5 dB, –8 dB, –7 dB, –4 dB.

10 Sinus 5 kHz, sześć paczek 10 ms z przerwami 2 sek.

11 Sinus 1 kHz, sygnały po 5 sek z poziomami: –80 dB, –70 dB, –60 dB, –50 dB, –40 dB, –30 dB, –20 dB, –10 dB.

Podczas odsłuchiwania płyty z sygnałami testowymi należy ograniczyć głośność odtwarzania. Nie zastosowanie się do tych zaleceń może spowodować uszkodzenie sprzętu. Dotyczy to zwłaszcza ścieżek wytłuszczonych w spisie (**numery: 9, 10, 13, 14, 15, 16, 42, 43, 44, 45, 46, 74, 75).**

Redakcja nie ponosi odpowiedzialności za ewentualne uszkodzenia wzmacniaczy, lub kolumn głośnikowych podczas użytkowania płyty z nadmierną głośnością.

◊ ***R. K.***

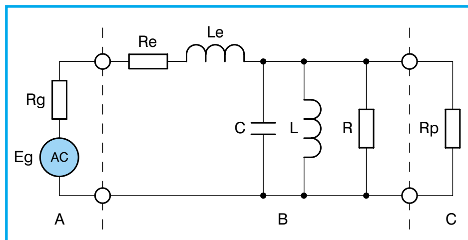
Schemat zastępczy głośnika dynamicznego

Problem schematu zastępczego głośnika staje się istotny przy dokładnym projektowaniu zwrotnic głośnikowych oraz symulacji komputerowej zwrotnic i wzmacniaczy mocy. Schemat taki można uzyskać na podstawie analogii między mechanicznymi i elektrycznymi układami drgającymi (rezonansowymi). Przedstawiamy w jaki sposób można uzyskać parametry schematu zastępczego głośnika na podstawie parametrów Thiele-Smalla podawanych w danych katalogowych głośników.

Analogie mechaniczno-elektryczne

Drgający układ mechaniczny składający się z masy zamocowanej sprężyście i poruszanej siłą opisany jest tego samego typu równaniem co obwód rezonansowy składający się z indukcyjności, pojemności i rezystancji reprezentującej straty. Układ mechaniczny można z powodzeniem zastąpić układem elektrycznym, którego analizę przeprowadza się korzystając z właściwości liczb zespolonych. Szczególnie jest to cenne w przypadku powiązania właściwości elektrycznych z mechanicznymi jakie ma miejsce w głośniku.

Stosowane są dwie analogie: pierwszego rodzaju, w której sile mechanicznej odpowiada napięcie i drugiego rodzaju, w której sile odpowiada prąd. Analogia pierwszego rodzaju jest stosowana przy rozpatrywaniu właściwości układu mechanicznego za pomocą układu elektrycznego. Odpowiada jej szeregowy obwód rezonansowy. Jej wadą jest brak możliwości powiązania układu elektrycznego głośnika z właściwościami mechanicznymi. Dlatego przy tworzeniu schematu zastępczego głośnika korzysta się z analogii drugiego rodzaju, która jest reprezentowana przez równoległy obwód rezonansowy.



Rys. 1 Schemat zastępczy głośnika dynamicznego

Analogia drugiego rodzaju tworzy następujące przyporządkowanie:

masa	M	–	C	pojemność
straty	R_m	–	R	rezystancja
podatność	C_m	–	L	indukcyjność
prędkość	v	–	u	napięcie
siła	F	–	i	prąd

Schemat zastępczy głośnika

Na podstawie podanej wyżej analogii można zaproponować schemat zastępczy przedstawiony na rys. 1. Jak każdy schemat zastępczy stanowi on uproszczony opis układu rzeczywistego. Jest to schemat odpowiadający głośnikowi bez obudowy.

Schemat podzielony jest na trzy części. Część A dotyczy źródła sterującego i właściwie nie dotyczy bezpośrednio schematu zastępczego. Część B ujmuje właściwy schemat zastępczy głośnika. Część C to tzw. rezystancja promieniowania prezentująca energię zamienianą na falę akustyczną.

Rezystancja R_e odpowiada rezystancji cewki głośnika dla prądu stałego. Można ją zmierzyć omomierzem, ale zwykle jest podawana w danych katalogowych głośnika. Indukcyjność L_e to również indukcyjność cewki głośnika. Pomiar jej jest dość kłopotliwy ponieważ musi być wykonany przy prądzie zmiennym i wtedy zaznacza się wpływ pozostałych elementów schematu zastępczego. Indukcyjność tą należy mierzyć przy częstotliwości rzędu 1 kHz. Wtedy równoległy obwód rezonansowy L, R, C ma znikomą impedancję o charakterze pojemnościowym i minimalnie wpływa na dokładność pomiaru. W danych katalogowych indukcyjność ta zwykle nie jest podawana. Ponieważ ma ona związek z obwodem magnetycznym głośnika powinno się uwzględnić straty w żelazie. Zaniedbanie ich nie wpływa znacząco na dokładność schematu zastępczego i poprawność uzyskiwanych wyników.

Równoległy obwód rezonansowy ma reprezentować stronę mechaniczną głośnika. Pojemność C uzyskuje się po zsumowaniu masy drgającej (membrana i cewka) oraz masy współdrgającej (powietrze). Współczynnikiem proporcjonalności jest współczynnik sprzężenia układu mechanicznego z układem elektrycznym A.

$$C = \frac{M_{cmw}}{A}$$

Przy określaniu indukcyjności L bierze się pod uwagę podatność zawieszeń dolnego i górnego C_z. Podatność jest odwrotnością sprężystości. Umieszczenie głośnika w obudowie zmieni podatność wskutek efektu działania tzw. poduszki powietrznej. Współczynnik proporcjonalności jest taki sam jak poprzednio.

$$L = A \cdot C_z$$

Rezystancja R ujmuje straty związane z zawieszeniem elementów drgających głośnika. Straty te powstają przy odkształcaniu resorów i prezentuje je konduktancja mechaniczna R_z.

$$R = \frac{A}{R_z}$$

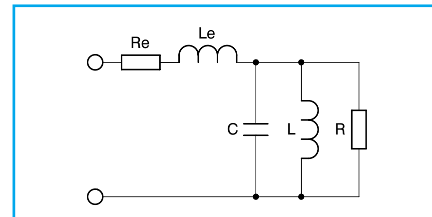
Promieniowanie energii akustycznej określa konduktancja akustyczna R_a. Odpowiadającą jej rezystancję promieniowania uzyskamy na podstawie podanego niżej wzoru.

$$R_p = \frac{A}{R_a}$$

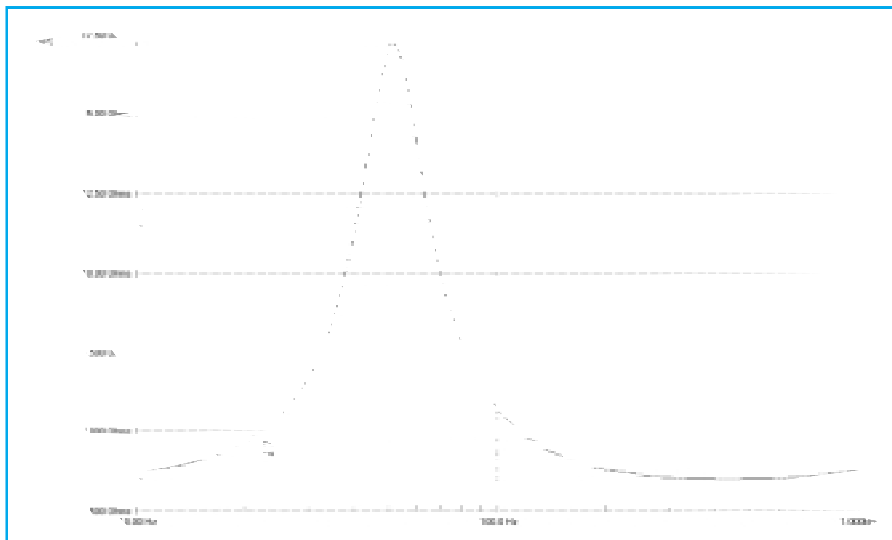
Praktyczne schematy zastępcze głośnika dynamicznego

Po wprowadzeniu przyszedł czas na zajęcie się praktycznym uzyskiwaniem elementów schematu zastępczego. Rozpoczniemy od schematu zastępczego głośnika bez obudowy. Na schemacie pominiemy rezystancję promieniowania, która nie wpływa znacząco na sam schemat a jest bardzo kłopotliwa do uzyskania.

Rezystancję R_e i indukcyjność L_e uzyskamy przez pomiar lub z katalogu. Aby obliczyć pozostałe elementy układu zastępczego musimy obliczyć najpierw wielkości pomocnicze. Należą do nich: współczynnik transformacji A i dodatkowe współczynniki



Rys. 2 Praktyczny schemat zastępczy głośnika bez obudowy



Rys. 3 Przebieg modułu impedancji głośnika bez obudowy

m_1, r_1, c_1. Wzory uzyskane na podstawie doświadczeń (empiryczne) mogą zniechęcić. Jako parametry wyjściowe wymagane będą następujące parametry Thiele-Smalla: częstotliwość rezonansowa f_s [Hz], objętość zastępcza V_{as} [l], dobroć elektryczna Q_e i dobroć mechaniczna Q_m.

$$A = \frac{R_e \cdot 2{,}23 \cdot 10^7}{f_s \cdot V_{as} \cdot Q_e}$$

$$m_1 = \frac{3{,}55 \cdot 10^6}{f_s^2 \cdot V_{as}}$$

$$c_1 = V_{as} \cdot 0{,}7 \cdot 10^{-8}$$

$$r_1 = \frac{f_s \cdot m_1 \cdot 6{,}28}{Q_m}$$

Teraz przystąpimy do obliczenia interesujących nas wartości L, C i R.

$$L = A \cdot c_1 \ \ [H]$$

$$C = \frac{m_1}{A} \ \ [F]$$

$$R = \frac{A}{r_1} \ \ [\Omega]$$

Proponuję dla ilustracji wzorów przykład obliczeń parametrów głośnika GDN 13/50 4 Ω. Zgodnie z katalogiem Tonsilu rezystancja R_e wynosi 3,45 Ω. Zmierzona indukcyjność L_e wynosi natomiast 0,3 mH. Parametry Thiele-Smalla wynoszą odpowiednio:

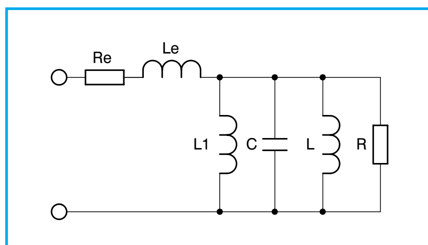
F_s = 51 Hz;
V_{as} = 11 l;
Q_m = 2,4;
Q_e = 0,6

Daruję sobie podstawianie do wzorów i podam obliczone wartości współczynników pomocniczych:

A = $2{,}29 \cdot 10^5$;
m_1 = 124,1;
c_1 = $7{,}7 \cdot 10^{-8}$;
r_1 = $16{,}56 \cdot 10^3$

Wzory do obliczania właściwych parametrów schematu zastępczego są już dużo prostsze. Także podam tylko wyniki obliczeń:

L = 17,6 mH;
C = 542 μF;
R = 13,8 Ω;



Rys. 4 Schemat zastępczy głośnika w obudowie zamkniętej

zmierzone:

R_e = 3,45 Ω;
L_e = 0,3 mH

Dla pełnej satysfakcji przedstawię przebieg modułu impedancji głośnika w funkcji częstotliwości uzyskany na podstawie symulacji komputerowej.

Przechodzimy teraz do schematu zastępczego głośnika umieszczonego w obudowie zamkniętej. Poduszka zamkniętego w obudowie powietrza spowoduje zmniejszenie podatności i w efekcie zmniejszenie indukcyjności L. Efekt ten daje równoległe dołączenie do L indukcyjności L_1 pokazane na schemacie zastępczym z rysunku 4.

Dla obliczenia indukcyjności L_1 niezbędna jest znajomość objętości obudowy V_b wyrażonej w litrach [l]. Na jej podstawie obliczamy współczynnik pomocniczy c_2:

$$c_2 = V_b \cdot 0{,}7 \cdot 10^{-8}$$

$$L_1 = A \cdot c_2 \ \ [H]$$

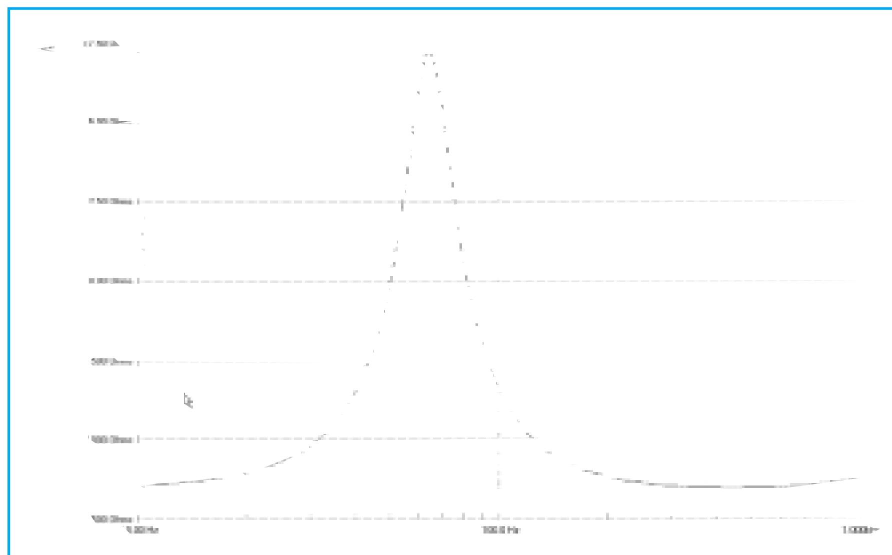
Posłużę się znowu przykładem dla tego samego głośnika po umieszczeniu go w obudowie zamkniętej o objętości 20 l.

c_2 = $14 \cdot 10^{-8}$;
L_1 = 32 mH

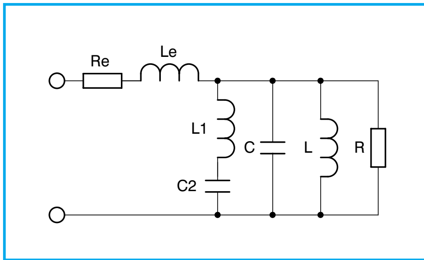
Indukcyjność wypadkowa równoległego połączenia L i L_1 wynosi:

$$L_w = \frac{L \cdot L_1}{L + L_1} = 11{,}35 \ \ mH$$

Wynik symulacji impedancji głośnika w obudowie zamkniętej prezentuje rysunek 5. Przebieg ten charakteryzuje się zwiększoną częstotliwością rezonansu (56,7 Hz).



Rys. 5 Przebieg impedancji głośnika w obudowie zamkniętej

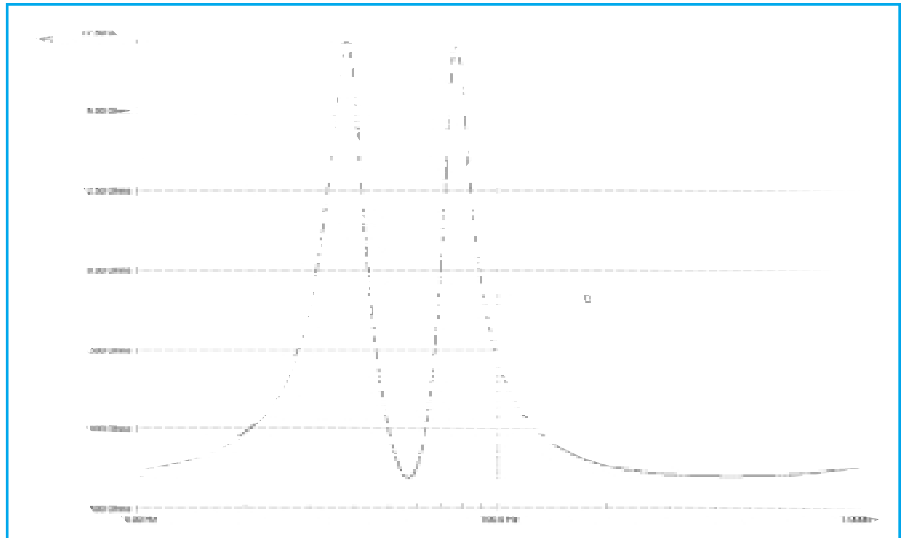


Rys. 6 Schemat zastępczy głośnika w obudowie z otworem

Na zakończenie pozostał nam schemat zastępczy głośnika w obudowie z otworem (bas-reflex). Dodatkowym elementem jest pojemność C_2 włączona szeregowo z indukcyjnością L_1. Pojemność ta reprezentuje masę powietrza drgającą w otworze obudowy. Do obliczeń niezbędne będą parametry otworu (rury) wyrażone w metrach [m]: średnica D i długość l. Obliczenia rozpoczynamy od współczynnika pomocniczego m_2:

$$m_2 = 1{,}2 \cdot \left(\frac{1{,}08}{D} + \frac{1{,}27\, l}{D^2} \right)$$

$$c_2 = \frac{m_2}{A} \; [F]$$



Rys. 7 Przebieg modułu impedancji głośnika w obudowie z otworem

W przykładzie wykorzystamy tą samą obudowę wyposażoną w otwór o średnicy D =0,05 m i długości l=0,05 m (po 5 cm). Wyniki obliczeń są następujące:

m_2 = 56,4;

c_2 = 246,3 μF

Myślę że pouczający będzie przebieg impedancji takiej obudowy uzyskany na podstawie symulacji komputerowej wykorzystującej nasz schemat zastępczy. Swoją drogą, ciekaw jestem jak wielu czytelników doczyta do tego miejsca, gratuluję wytrwałości.

◊ ***R.K.***

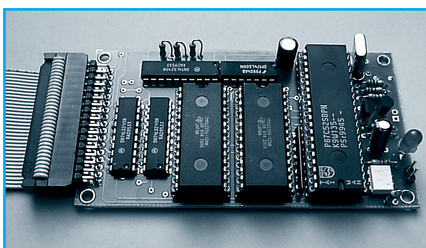
Symulator pamięci EPROM

Zastosowanie symulatora pamięci EPROM w procesie programowania procesorów zapewnia programiście wygodę i komfort pracy oraz ogromną oszczędność czasu.

Umożliwia wprowadzanie niezliczonej ilości poprawek w aktualnie pisanym programie i sprawdzanie na bieżąco osiąganych rezultatów w rzeczywistości, aż do uzyskania zadowalającego efektu końcowego, bez konieczności każdorazowego wyjmowania EPROMU z płytki i kasowania go, aby móc dopiero wprowadzić jakąś zmianę w programie.

Zalety te docenią zarówno początkujący programiści jak i doświadczeni twórcy skomplikowanych programów, mogący dzięki symulatorowi śledzić na bieżąco efekty swojej pracy.

Przesyłanie kodu programu z komputera do symulatora odbywa się za pośrednictwem łącza szeregowego RS 232 z prędkością 19200. Symulator przyjmuje dane w formacie HEX, dzięki czemu może współpracować z każdym komputerem. Do przesyłania wystarczy wysłać plik w formacie HEX wprost do portu szeregowego bez konieczności używania specjalnego programu.



Zastosowanie szybkiego transoptora pozwoliło odseparować galwanicznie komputer od symulatora i badanego układu.

Każdy symulator posiada inny adres, dzięki czemu możliwe jest podłączenie wielu symulatorów do jednego portu szeregowego (RS 232).

Aby załadować program należy:
– ustawić parametry portu szeregowego;
– wysłać plik zawierający adres;
– wysłać właściwy plik z zawartością programu;
– wysłać plik określający typ pamięci.

Całość tej pracy można zautomatyzować przy pomocy jednego pliku wsadowego.

Przykładowa postać pliku LOAD.BAT :

```
MODE COM2,19200,N,8,1
COPY ADRES.TXT COM2
COPY PROGRAM.HEX COM2
COPY TYPEPROM.TXT COM2
```

Plik zawierajęcy adres symulatora jest typowym plikiem tekstowym i powinien zawierać pięć znaków gwiazdki „*” a następnie adres.

Przykładowy plik ADRES.TXT:

```
*****F7
```

Dopiero po otrzymaniu takiego rozkazu symulator odbiera dane z łącza szeregowego. Dzięki temu to samo łącze można używać do innych celów.

Plik zawierający typ pamięci EPROM jest typowym plikiem tekstowym i powinien zawierać znak nawiasu kwadratowego „[‘’ i typ EPROMU.

TYP EPROMU	PARAMETR W PLIKU
2716	1
2732	2
2764	3
27128	4
27256	5
27512	6

Przykładowy plik TYPEPROM.TXT:

```
[5
```

Podstawowe parametry :

Wymiary	– 95×50 mm
Napięcie zasilania pobierane poprzez sondę	– 5 V
Pobór prądu	– 120 mA
Maksymalna emulowana pamięć	– 27512
Ładowanie programu poprzez RS232	– 19200/8/N/1
Galwaniczne odizolowanie symulatora od komputera	

Symulatory są wysyłane za zaliczeniem pocztowym. Symulatory można zamawiać w redakcji PE.

Cena: SYMULATOR – 167,00 zł
+ koszty wysyłki

Artykuł na podstawie materiałów dostarczonych przez firmę KG ELEKTRONIK, tel. (032) 737 57 05

Pomysły układowe filtry RC cz. 1

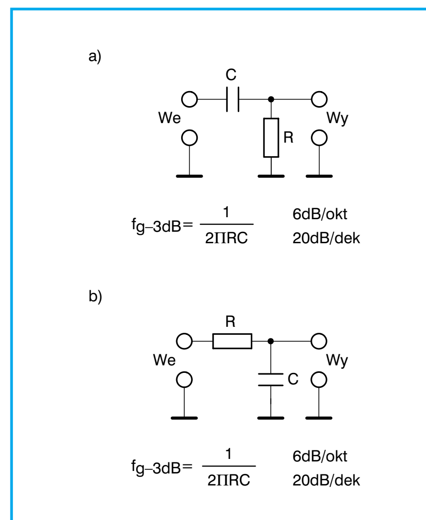
Proste połączenie rezystora i kondensatora tworzy dzielnik napięcia, którego stopień podziału jest funkcją częstotliwości doprowadzonego do dzielnika sygnału. W taki sposób powstaje najprostszy filtr pierwszego rzędu. Możliwe są dwa przypadki połączeń. W pierwszym z nich z masą połączony jest rezystor a w drugim kondensator. Otrzymuje się w ten sposób najprostszy filtr górnoprzepustowy i dolnoprzepustowy (rys. 1). Parametry takiego filtru zależą od wartości zastosowanych elementów. Zależność ta jest podana prostym wzorem zamieszczonym na rysunku. Dla obliczonej w ten sposób częstotliwości granicznej f_g sygnał wejściowy jest tłumiony o 3 dB. W dalszej części charakterystyka amplitudowa opada z nachyleniem 6 dB/okt albo inaczej mówiąc 20 dB/dek. Oktawa to odległość między dwoma częstotliwościami różniącymi się dwukrotnie. Natomiast dekada odpowiada dziesięciokrotnej różnicy częstotliwości.

Charakterystyki częstotliwościowe dla filtrów z rysunku 1 zamieszczono na rysunku 2 (krzywe oznaczone jako 6 db/okt). Tego typu proste filtry muszą być sterowane z źródła o jak najmniejszej impedancji wewnętrznej. Najlepszym jest tu wtórnik napięciowy lub wyjście wzmacniacza operacyjnego. Natomiast obciążone muszą być jak największą impedancją. Tylko w takim przypadku ich charakterystyki będą zgodne z podanymi na rysunku 2.

Łącząc ze sobą szeregowo dwa ogniwa filtru pierwszego rzędu otrzymuje się filtr o lepszej charakterystyce (rys. 3). Słowo lepsza oznacza w tym przypadku charakterystykę opadającą z większą stromością. Stromość opadania charakterystyki wynosi w tym przypadku 12 dB/okt lub innymi słowy 40 dB/dek. Jednakże tak zbudowany filtr nie zapewnia najlepszego przebiegu charakterystyki częstotliwościowej. Obszar zagięcia jest tu dość łagodny. Przyczyna tkwi w zmiennej impedancji wyjściowej pierwszego członu filtru, która wpływa na drugi człon, którego impedancja wejściowa także ulega zmianie. Niestety nie pomogą tu żadne sztuczki z dobieraniem elementów.

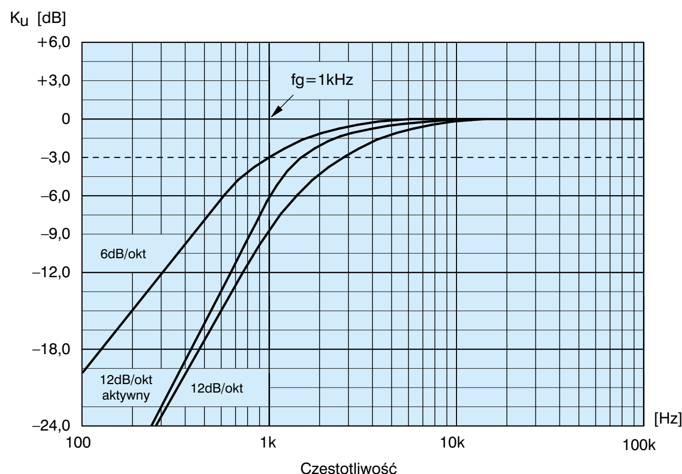
Bardzo często popełnianym błędem przy budowie prostych filtrów RC drugiego rzędu jest obliczenie częstotliwości jak dla filtru pierwszego rzędu i zbudowanie filtru z dwóch identycznych członów. Otrzymuje się wtedy charakterystykę taką jak na rysunku 2 (krzywa oznaczona jako 12 dB/okt.). Dla częstotliwości granicznej spadek amplitudy wynosi wtedy aż 9 dB. Stosując dwa identyczne człony w filtrze drugiego rzędu należy korzystać ze wzorów podanych na rysunku 3. Proszę zwrócić uwagę, że wzory te są różne dla filtru dolno- i górnoprzepustowego. Stosując się do podanych zaleceń otrzyma się charakterystykę wypadkową taką jak podana na rysunku 4 (krzywa oznaczona jako 12 dB/okt.). Także w tym przypadku konieczne jest zapewnienie niskiej impedancji źródła i wysokiej impedancji obciążenia.

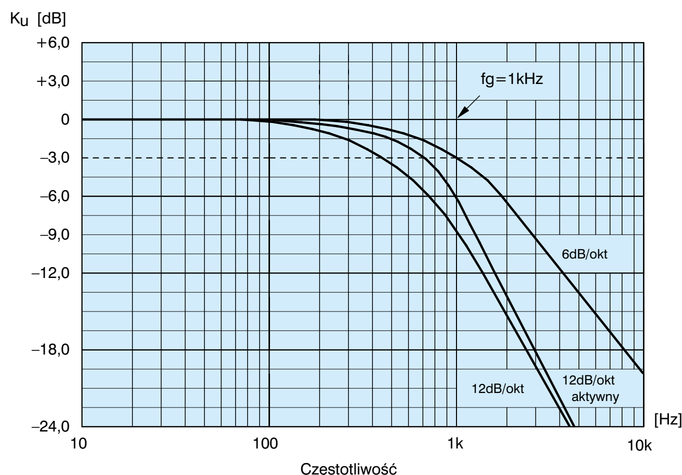
Lepsze parametry filtrów można uzyskać w układach tzw. filtrów aktywnych.



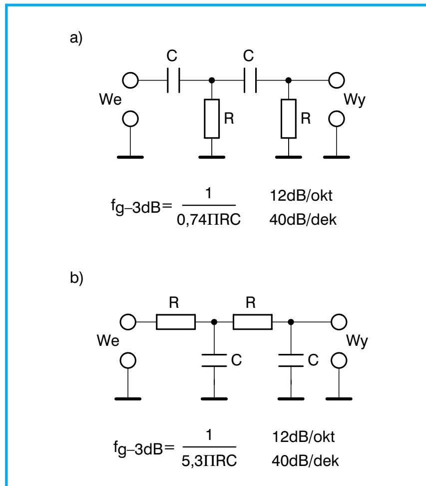
Rys. 1 Schematy ideowe filtrów RC pierwszego rzędu: a) górnoprzepustowego, b) dolnoprzepustowego

Najprostsze rozwiązania tego typu układów przedstawiono na rysunku 5. Od nazwisk wynalazców filtry tego typu nazywane są filtrami Sallana-Keya. Wzmocnienie w paśmie przepustowym wynosi 1 V/V, czyli nie różnią się one od filtrów biernych.

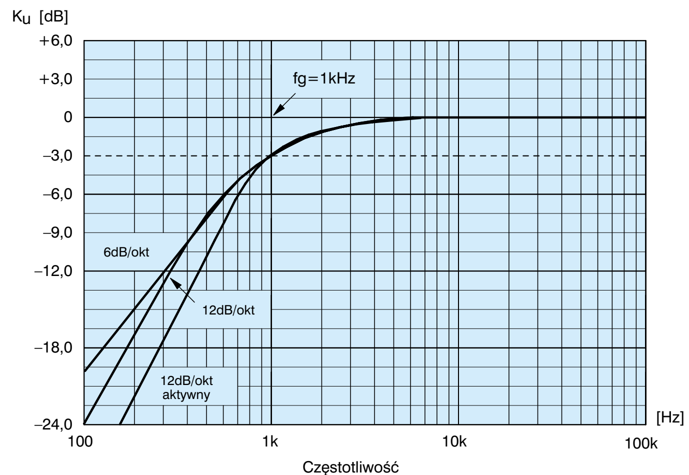




Rys. 2 Charakterystyki filtrów RC: a) górnoprzepustowych, b) dolnoprzepustowych



Rys. 3 Schematy ideowe filtrów RC drugiego rzędu: a) górnoprzepustowego, b) dolnoprzepustowego



Rys. 4 Charakterystyki filtrów RC ze spadkiem 3 dB dla częstotliwości granicznej: a) górnoprzepustowych, b) dolnoprzepustowych

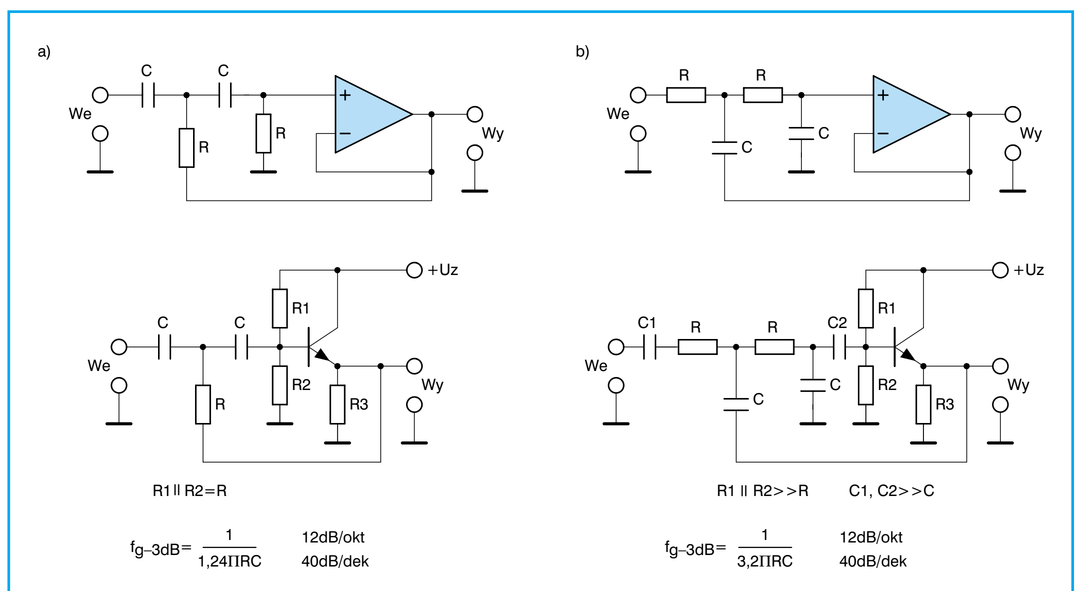
Charakteryzują się natomiast bardziej wyraźnym kolanem, za którym spadek charakterystyki ma wartość 12 dB/okt., czyli jest taki sam jak dla filtrów drugiego rzędu. Poprawę charakterystyki uzyskuje się dzięki bootstrapowaniu sygnału w pierwszym członie filtru. Równocześnie wtórnik napięciowy, którym może być wzmacniacz operacyjny lub tranzystor, zapewnia małą impedancję wyjściową.

Podobnie jak poprzednio częstym błędem jest obliczanie częstotliwości granicznej w oparciu o wzór dla filtru RC pierwszego rzędu. Właściwe wzory przedstawiono na rysunku 5. W układach z tranzystorem należy pamiętać o dodatkowych ograniczeniach nałożonych na rezystory polaryzujące bazę, oraz na dodatkowe kondensatory sprzęgające. Charakterystykę filtrów przedstawiono na rysunku 4 (krzywa oznaczona jako 12 dB/okt. aktywny).

W literaturze można spotkać się z różnymi wzorami do obliczania filtrów drugiego rzędu. Z reguły są one poprawne, ale dotyczą filtrów o określonych charakterystykach, co można poznać po różnych wartościach kondensatorów i rezystorów w obu członach filtru. Wzory podane w artykule pozwalają obliczyć częstotliwość graniczną 3 dB przy zastosowaniu identycznych wartości elementów w obu członach filtru.

W tego typu układach nic więcej nie można już poprawić. Chcąc zbudować filtry o większym spadku charakterystyki częstotliwościowej trzeba posłużyć się nieco innymi układami, które zostaną przedstawione w kolejnym numerze PE.

◊ Damian Michocki



Rys. 5 Schematy ideowe aktywnych filtrów RC drugiego rzędu: a) górnoprzepustowego, b) dolnoprzepustowego

Druga płyta CD–PE2 Praktycznego Elektronika

Druga płyta CD–PE2 Praktycznego Elektronika zawierająca kompletne archiwum zapisane w formacie Portable Document File (PDF) i bardzo poręcznie skatalogowane.

Na tej płycie znajdziecie Państwo:

1. Kompletne numery Praktycznego Elektronika, na blisko 3000 stron. W 89 numerach zawarliśmy, podczas ponad 7 lat, olbrzymią wiedzę w zakresie praktycznych zastosowań elektroniki. Opisy, aplikacje, urządzenia, nietypowe rozwiązania. Jeden styl projektowania i wykonania urządzeń. Płytki drukowane są projektowane w jednym stylu z zachowaniem standardów europejskich i światowych (dotyczy to zarówno rozstawu elementów jak i ich mocowania – lutowania).
2. Sygnały testowe audio do sprawdzania zestawów elektroakustycznych. Pozwalają na sprawdzenie właściwości i poprawności działania całego toru elektroakustycznego łącznie z urządzeniem odtwarzającym zapis. Mogą być oczywiście wykorzystane do sprawdzania i ewentualnej regulacji tylko wybranych fragmentów toru. Sygnały te można również odtwarzać w napędzie CD–ROM komputera.
3. Książka „Eksploatacja zestawów akustycznych”, zapisana w formacie PDF opisuje i barwnie ilustruje budowę i eksploatację zestawów głośnikowych.
4. Baza plików z wycofanymi płytkami drukowanymi. Pliki są zapisane w formacie PRN. Pliki można wydrukować na drukarce laserowej lub atramentowej. Zamieszczone są zarówno strony ścieżek drukowanych jak i opis rozmieszczenia elementów.
5. Źródła do programów opublikowanych w PE, które zostały wycofane ze sprzedaży. Są to programy które były stosowane do programowania układów GAL, PIC lub EPROM a w tej chwili są niedostępne z powodu wycofania ich z oferty wysyłkowej.

Cena płyty CD–PE2 jest równa 30 zł +koszty wysyłki.
W sprzedaży znajduje się także płyta CD–PE1 zawierająca oprócz archiwum Praktycznego Elektronika wiele programów i narzędzi użytecznych w pracowni elektronika.
Przy zamówieniu jednocześnie dwóch płyt jako komplet (CD–K) nabywca zapłaci tylko 50 zł + koszty wysyłki.
Płyty można zamawiać na kartach pocztowych, faksem, na formularzu na stronie *www.pe.com.pl*, e–mailem *reklama@pe.com.pl* lub telefonicznie.

Nie przegap!!! Taka okazja już się nie powtórzy!!!
89 numerów PE w postaci elektronicznej na jednej płycie!!!

Odcinek dla poczty

zł...................... gr........................

słownie złotych .... groszy jak wyżej

imię i nazwisko (firma)

ulica / numer domu

kod pocztowy

miejscowość (poczta)

na rachunek:

ARTKELE
ul. Jaskółcza 2/5
65-001 Zielona Góra

WBK S.A. II O/Zielona Góra
10901636-102847-128-0100-01

Datownik

Pobrano opłatę zł.......... gr............

podpis przyjmującego

Odcinek dla posiadacza rachunku

zł...................... gr........................

słownie złotych .... Groszy jak wyżej

imię i nazwisko (firma)

ulica / numer domu

kod pocztowy

miejscowość (poczta)

na rachunek:

ARTKELE
ul. Jaskółcza 2/5
65-001 Zielona Góra

WBK S.A. II O/Zielona Góra
10901636-102847-128-0100-01

Datownik

Pobrano opłatę zł.......... gr............

podpis przyjmującego

Odcinek dla wpłacającego

zł...................... gr........................

słownie złotych .... Groszy jak wyżej

imię i nazwisko (firma)

ulica / numer domu

kod pocztowy

miejscowość (poczta)

na rachunek:

ARTKELE
ul. Jaskółcza 2/5
65-001 Zielona Góra

WBK S.A. II O/Zielona Góra
10901636-102847-128-0100-01

Datownik

Pobrano opłatę zł.......... gr............

podpis przyjmującego

Zostawić margines dla faxu   Zostawić margines dla faxu

Imię   Nazwisko

ul./os.   Ulica (miejscowość, wieś)   Numer domu / posesji

Kod pocztowy   Poczta (miejscowość)

Wszystkie dane personalne wpisać literami drukowanymi

Wytnij i naklej na kartę pocztową (wysyłka karty pocztowej kosztuje mniej niż wysyłka listu, a nam ułatwia pracę).

Płytki

Numer / Ilość

szt.
szt.
szt.
szt.
szt.
szt.
szt.
szt.
szt.
szt.

Czasopisma

Numer/rocznik / Ilość

/ szt.
/ szt.
/ szt.
/ szt.
/ szt.
/ szt.

Kserokopie

Numer płytki

W przypadku zamawiania kserokopii artykułów prosimy o podanie numeru płytki drukowanej zamieszczonej w tym artykule. Jeżeli w artykule występują dwie płytki należy podać tylko numer jednej z nich.
W rubryce UWAGI można wpisywać:
– nazwy programów, zamawianych układów,
– oznaczenia obudów, folii, elementów, itp.

Uwagi:..
....
....

Wykaz dostępnych numerów archiwalnych:

1992	
3	4,00 zł
1995	
8, 12	4,00 zł
1996	
4, 7÷9, 12	4,00 zł
1997	
1÷11	4,00 zł
1999	
3, 5, 9	5,00 zł
2000	
2÷4, 6÷12	5,80 zł
2001	
2	5,80 zł

Ten kupon można wyciąć i wysłać faksem: fax (całą dobę) (068) 324-71-03.

Zamawiam prenumeratę:

praktyczny Elektronik

wybrany okres prenumeraty lub zamówienie wybranych płyt zaznaczyć krzyżykiem

Płyta CD-PE1. 34,00 zł	Płyta CD-PE2. 34,00 zł	Płyty CD-K 55,00 zł	II, III, IV 2001r. 52,00 zł

Cena 1 egzemplarza
wraz z kosztami wysyłki – 5,80 zł

CD-PE1 – archiwum 1992÷1997 + inne programy
CD-PE2 – archiwum 1992÷1999 + książka i efekty audio
CD-K – CD-PE1 + CD-PE2

Upoważniam do wystawienia faktury VAT bez mojego podpisu.

NIP:........................ Podpis............................

Wyrażam zgodę na przetwarzanie moich danych osobowych dla potrzeb Wydawnictwa ARTKELE zgodnie z ustawą z dn. 29.08.97r o ochronie danych osobowych Dz.U. 97.133.883

kupon ważny do 31.04.2001r.

Zamawiam prenumeratę:

praktyczny Elektronik

wybrany okres prenumeraty lub zamówienie wybranych płyt zaznaczyć krzyżykiem

Płyta CD-PE1. 34,00 zł	Płyta CD-PE2. 34,00 zł	Płyty CD-K 55,00 zł	II, III, IV 2001r. 52,00 zł

Cena 1 egzemplarza
wraz z kosztami wysyłki – 5,80 zł

CD-PE1 – archiwum 1992÷1997 + inne programy
CD-PE2 – archiwum 1992÷1999 + książka i efekty audio
CD-K – CD-PE1 + CD-PE2

Upoważniam do wystawienia faktury VAT bez mojego podpisu.

NIP:........................ Podpis............................

Wyrażam zgodę na przetwarzanie moich danych osobowych dla potrzeb Wydawnictwa ARTKELE zgodnie z ustawą z dn. 29.08.97r o ochronie danych osobowych Dz.U. 97.133.883

kupon ważny do 31.04.2001r.

Zamawiam prenumeratę:

praktyczny Elektronik

wybrany okres prenumeraty lub zamówienie wybranych płyt zaznaczyć krzyżykiem

Płyta CD-PE1. 34,00 zł	Płyta CD-PE2. 34,00 zł	Płyty CD-K 55,00 zł	II, III, IV 2001r. 52,00 zł

Cena 1 egzemplarza
wraz z kosztami wysyłki – 5,80 zł

CD-PE1 – archiwum 1992÷1997 + inne programy
CD-PE2 – archiwum 1992÷1999 + książka i efekty audio
CD-K – CD-PE1 + CD-PE2

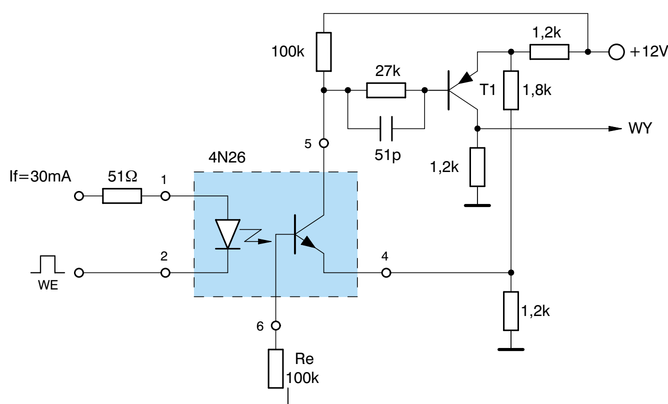
Upoważniam do wystawienia faktury VAT bez mojego podpisu.

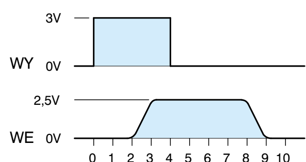
NIP:........................ Podpis............................

Wyrażam zgodę na przetwarzanie moich danych osobowych dla potrzeb Wydawnictwa ARTKELE zgodnie z ustawą z dn. 29.08.97r o ochronie danych osobowych Dz.U. 97.133.883

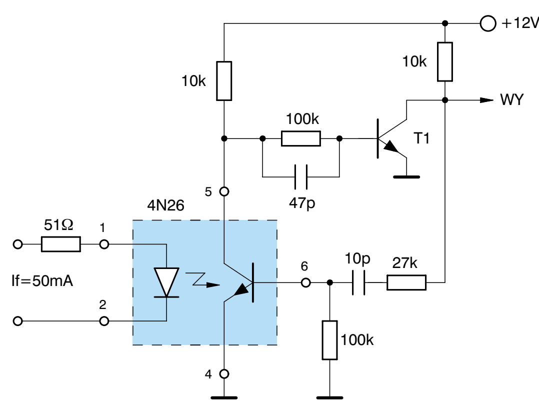
kupon ważny do 31.04.2001r.

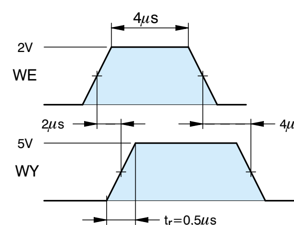
Katalog Praktycznego Elektronika
Transoptory cz. 2



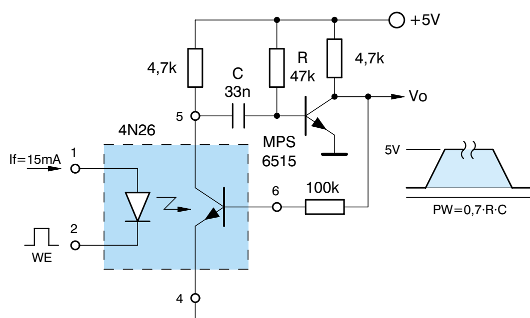


Optoizolowany przerzutnik Schmitta



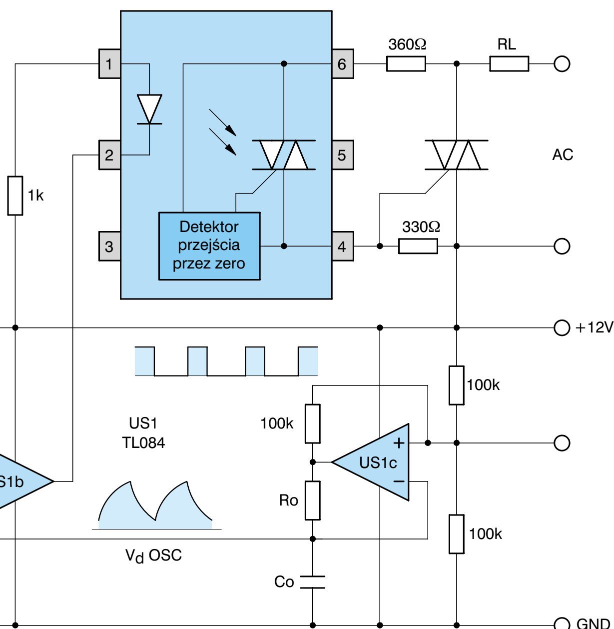


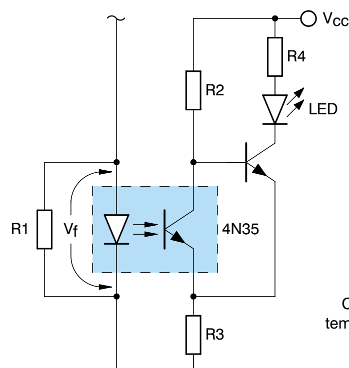
Wzmacniacz impulsu zwiększający szybkość przełączania
i skracający czas narastania i opadania impulsu wyjściowego



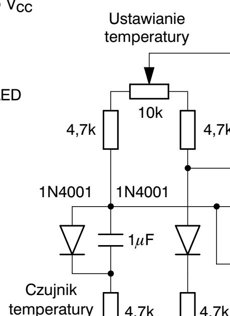
Przerzutnik monostabilny wydłużający czas trwania impulsu

MOC3010
MOC3011
MOC3012





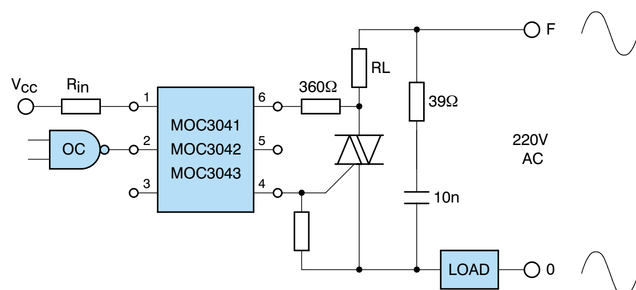
Układ kontroli przepływu
prądu przez rezystor R1

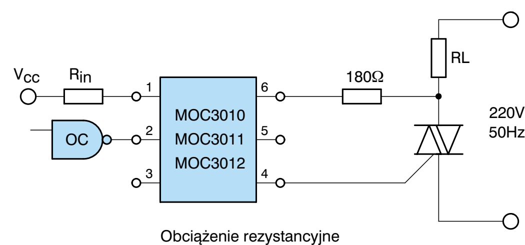


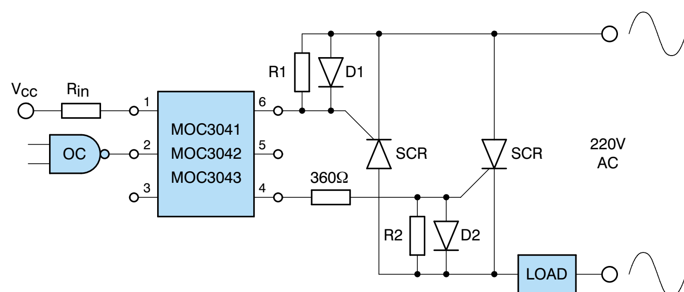
US1a
Vtemp.
US1b
4,7M

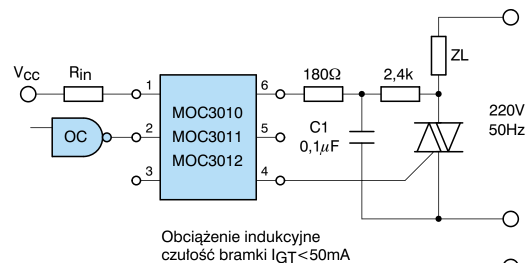
Mostek ΔV=2mV/C°
Wzmacniacz Ku=1000 Vo=2V/C°
Komparator
Generator
Sterowany napięciowo napięciowo modulator szerokości impulsu

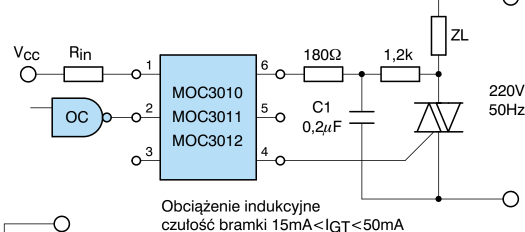
Proporcjonalny regulator temperatury ze sterowaniem grupowym

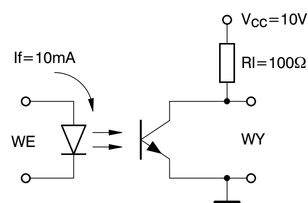

Vcc
Rin
OC
MOC3041
MOC3042
MOC3043
360Ω
RL
39Ω
10n
F
220V
AC
LOAD
0

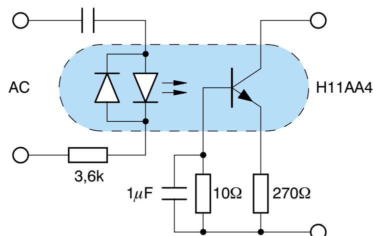

Vcc
Rin
OC
MOC3010
MOC3011
MOC3012
180Ω
RL
220V
50Hz
Obciążenie rezystancyjne

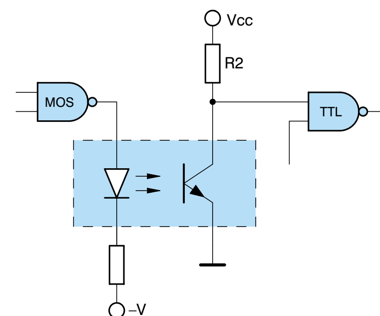

Vcc
Rin
OC
MOC3041
MOC3042
MOC3043
R1
D1
SCR
SCR
360Ω
R2
D2
220V
AC
LOAD

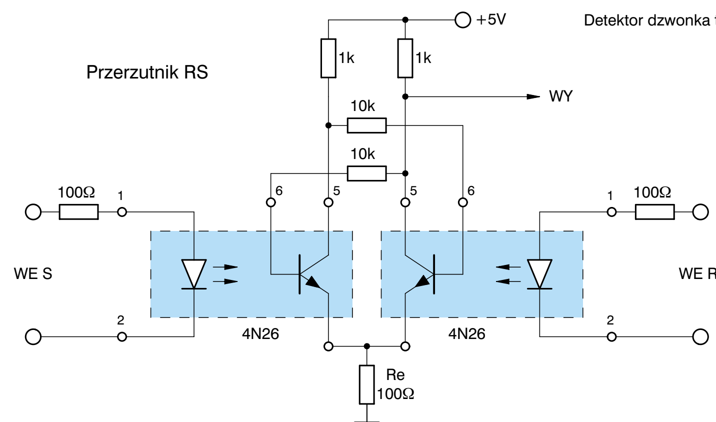

Vcc
Rin
OC
MOC3010
MOC3011
MOC3012
180Ω
2,4k
C1
0,1μF
ZL
220V
50Hz
Obciążenie indukcyjne
czułość bramki IGT<50mA

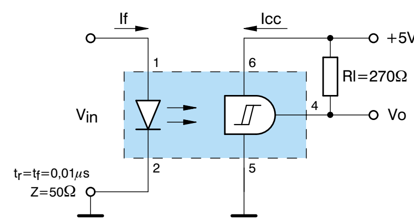

Vcc
Rin
OC
MOC3010
MOC3011
MOC3012
180Ω
1,2k
C1
0,2μF
ZL
220V
50Hz
Obciążenie indukcyjne
czułość bramki 15mA<IGT<50mA

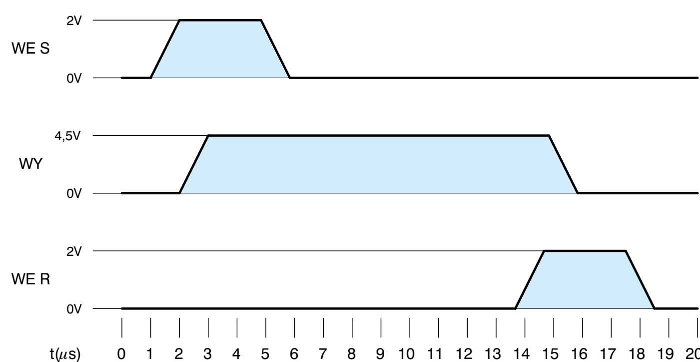

Vcc=10V
If=10mA
Rl=100Ω
WE
WY

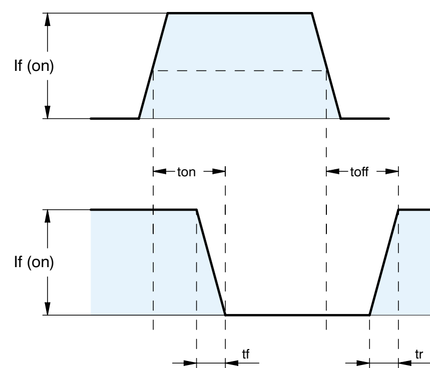

AC
H11AA4
3,6k
1μF
10Ω
270Ω
Detektor dzwonka telefonu


Vcc
R2
MOS
TTL
-V


Przerzutnik RS
+5V
1k
1k
WY
10k
10k
100Ω
100Ω
WE S
WE R
4N26
4N26
Re
100Ω


If
Icc
+5V
Rl=270Ω
Vin
Vo
tr=tf=0,01μs
Z=50Ω


2V
WE S
0V
4,5V
WY
0V
2V
WE R
0V
t(μs)
0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20


If (on)
ton
toff
If (on)
tf
tr

GIEŁDA PE

SPRZEDAM

FALOWNIKI tanio, płynna regulacja silników asy. Wysyłam ofertę. Jerzy Krupiński, ul. W. Łokietka 31/3, 58–100 Świdnica, tel. (074) 852–92–57 lub (0602) 642–896.

SCHEMATY różne, instrukcje serwisowe także „retro”. Porady listowne – darmo/znaczek! – odpiszę!. Poznański, al. Kijowska 13/10. 30–079 Kraków,
tel. (012) 637–86–12.

KOŃCÓWKI mocy AUDIO–MOS 100÷300 W, uruchomione. Małe płytki (SMD), również zasilacz oraz filtr aktywny (SMD) dla subwoofera. Niedrogo!
Arek, tel. (0601) 740–507.

DUŻY wybór schematów wzmacniaczy i efektów gitarowych renomowanych firm zachodnich. Info: kop.+znaczek. Bałaj Ireneusz, ul. Graniczna 2/92, 35–326 Rzeszów.

RADIO UKF 145 MHz Radmor z syntezą radia CB Alan 77–100 oraz ręczne CB Uniden 7 W z osprzętem. Modem internetu do komputera 9,6 kB. Tel. (017) 851–76–28. Ponadto Radmor 3141 ręcz.

WOBULOSKOP X1–42 sprawny z dokumentacją – osprzętem. Cena 1.000 zł. Widok przyrządu na stronie: www.kki.net.pl/~nyaradix, mailto: nyaradix@kki.net.pl, phone: (023) 654–32–38.

WYKRYWACZE metali z rozróżnianiem lub bez, zasięg 3 m, gwarancja. Dokumentacje wykrywaczy – sprzedam, wymienię. CB Lincoln sprzedam. (018) 353–11–49 lub (0605) 926–516.

WYKRYWACZ metali 3–lata gwarancji. Najniższa cena inf: (032) 476–10–09.

CZASOPISMA: EdW 96÷2000, 5 roczników, 60 numerów – komplet; SE 7/99; Radioelektroniki 90÷94; EP; EE i inne tanio. Mariusz Jamróz, Buda Stalowska 5/4, 39–460 Nowa Dęba,

WZMACNIACZ WS 442, tuner AS 642, korektor FS 042 w dobrym stanie – czarne. Tuner przestrojony, korektor z zegarem. Cena 150 zł. Krzysztof Cybulski, Kraków, (012) 649–69–19.

MIKROFON bezprzewodowy z odbiornikiem o zasięgu do 0,5 km za 150 zł. Odbiornik do nasłuchiwania służb profesjonalnych za 150 zł. Nowe na gwarancji. Tel. (0604) 669–971.

DRUKARKĘ EPSON Stylus 300, roczną (karton i CD–ROM) tanio oraz HDD 2GB z zainstalowanym Linuksem tanio!!!. Tel. (032) 235–80–15, prosić Tomka (po 16–tej).

WYKRYWACZE metali VLF, PJ, zas. 3 m, wysokiej klasy. Skaner nasłuchowy od 29 do 512 MHz z pamięcią i programowaniem. Info, tel. (0608) 167–023.

2 OPISY + schem. + rys. pł. druk dobrych i prostych przystawek do karty graficznej PC, zmieniających TV w monitor – 40 zł z szybką wysyłką: Dariusz Knull, Rymera 4A/5, 41–800 Zabrze.

KSIĄŻKĘ M68000PM/AD za 20 PLN + koszty. zeeball@interia.pl.

SCHEMATY i instrukcje przestrajania UKF. Info koperta + znaczek. Mariusz Kołacz, ul. Chwałki 46, 27–600 Sandomierz.

WYPRZEDAM dekodery PAL–SECAM do Jowisza zamienne za MD2007/MD 2008 i Heliosa zam. za MD 2021 na TDA 4555. Ceny od 22 zł. Więcej = taniej!!! Oferty, info: koperta+znaczek. Grzegorz Zubrzycki, ul. Zgierska 110/120 m. 211, 91–303 Łódź. (042) 654–40–98.

WYPRZEDAŻ roczników lub luxnych numerów MT, Re, ZS, HT, EH, AV, PE, EP z lat 70, 80, 90. Info kop. + znaczek. R. Kujawa Os. Wiślana 11/9, 08–520 Dęblin, tel. (081) 883–26–63, (604) 410–872.

GRY na Amigę CD32 oryginalne! Cena 20 zł za płytę + koszty wysyłki – 7 zł. Informacje i zamówienie pod numerem tel. (084) 639–77–71 (p. Rafała).

PROGRAMY na Atari XL/XE cena ok 8 zł/szt., magnetofon do Atari i inne. Lampy EL500 25 zł/szt. Cewki WN. Artur Moszczyński 34–100 Wadowice, skr. 69. Tel. (0502) 334–092

KIT kamery kolor CCD z miniaturowym obiektywem. Opis w EdW 6/97 lub zamienię na telefon komórkowy dwusystemowy. Tel. (0501) 050–232.

OBUDOWĘ do komputera typ AT, zasilacz moc 230 W, nie była używana. Jest to duża wieża 4x5,25 i 4x3,5. Cena 100 zł. Tel (022) 658–11–59, Warszawa, prosić Jacka.

ODTWARZACZ kompaktowy CD do samochodu 100 zł oraz odtwarzacz stacjonarny CD do domu – 100 zł. Jacek Dudek tel. (503) 521–457.

ZASILACZ komputerowy 200 W ES–200T, diody LED ϕ 5 mm, podwyższona jasność L – 531D – 600 szt. Tranzystory mocy UKF KT922B, KT925B – 23 szt. tel. (068) 326–29–53.

UCY 7400, UCY 7404, UCY 7407, UCY 7460, UCY 7453, UCY 7410, UCY 7450, UCY 7474, UCY 7420. 10 μF 25 V, 47 μF 25 V, 6 kontaktronów na 1 panelu, 10 μF. Jan Bogacz ul. Mickiewicza 90/18, 59–300 Lubin.

ROCZNIKI PE (92÷94) po 12 zł, NE 91÷91, EH 92÷93 po 12 zł. Luźne numery EdW, EP i inne po 3 zł. Floryn, ul. Odrodzenia 13/4, 59–141 Chocianów, tel. (076) 818–42–24.

MONITOR czarno – biały. Model CH–0423V B/W. Rok prod. 1994. Tel. (063) 271–44–20.

OSCYLOSKOP Tektronix 2455 4x 250 MHz, kondensatory ceramiczne do 21 kV, UL 1540, UL 1970, ULY 7855, ULY 7741 inne części elektroniczne. Tel. (061) 878–81–52.

SCHEMATY RTV „retro”, literatura, instrukcje serwisowe, drobne części. Porady darmo (znaczek). K. Poznański, al. Kijowska 13/10, 30–079 Kraków. Tel. (012) 637–86–12. Kolego – pisz –dzwoń!!!.

ROCZNIKI lub egzemplarze MT, RE, PE, EE, EP, ŚR, RA z lat 93÷99. A. Wylężoł, ul. Mariańska 43/6, 41–501 Chorzów.

DRUKARKĘ LC–10 (9–igłowa) – sprawną, z lekko uszkodzoną obudową, cena 45 zł. Tel. (022) 669–56–11. Prosić Adama.

ROCZNIK 1985 Radioelektronik, komputer Commodore, płytę 386 z procesorem, wy-

Giełda PE

Bezpłatne ogłoszenia drobne wyłącznie dla osób fizycznych

Zaznacz rubrykę w której ma zostać zamieszczone ogłoszenie

☐ Sprzedam ☐ Poszukuję
☐ Kupię ☐ Zamienię ☐ Inne

Kupon ważny do 20.03.2001

Kupony prosimy przesyłać w kopercie **z dopiskiem GIEŁDA PE**

świetlacz do Unisyt, grę telewizyjną saturn. Info, tel. (068) 377–02–21. S. Żubil, 67–320 Małomice.

CBP rezydent Jackson, mikrofon PAN 432MT, zasilacz (CB) 10A (toroid), Matcher **DRAGON** z SWR – emC, cena 1.000 zł. Wiesław Bronicki, 33–100 Tarnów, ul. Paderewskiego 3B/37, tel. (014) 621–59–15.

KUPIĘ

UKŁAD 47C415N–GB04 do magnetowidu Samsung SV–30K oraz kineskop do TV. A66EAK51X03 Philips. Andrzej Żak, 68–200 Żary, ul. Okrzei 104A/24, tel (068) 374–09–35 lub (608) 197–284.

SCHEMATY serwisowe (ewentualnie ksera) TV Philips 21PT166C, TV Lexus 5661, magnetowid Orion N88E–IV. Fr. Wegner, ul. Zawadzkiego 6/3, 84–230 Rumia, tel. 671–18–84.

WYŚWIETLACZ do miernika f–my „Mastech” M890C+. Grzegorz Mycyk, 56–200 Góra Wrocławska 12/1, tel. (065) 543–46–78.

MIERNIK MZC–2 lub podobny oraz książki nt. Elektroniki chłodniczej, klimatyzacyjnej. Komputer ZX Spectrum. M. Potocki, Ostrowieczko 5/1, 63–140 Dolsk.

SCHEMATY (ew. ksero) amplitunera AT–9115 TVC Elektronika C–432, radioodtwarzacza z CB >>Kraco KCB–4095<<. Andrzej Kasprzak 21–062 Stryjno, tel (0–81) 585–42–05, po 18.00.

SCHEMAT i instrukcję obsługi oscyloskopu firmy Kabid typ: ST–315II oraz schematu sondy wysokoomowej do miernika częstotliwości 150 MHz. Książki i amatorskie radiostacje krótkofalowe. Krzysztof Kurdziel, ul. W. Danka a/13, 32–065 Krzeszowice, tel. (012) 282–01–18 (po 18).

MAGNETOFON UNITRA „MARCIN” – M601SD, lampy do odbiornika „SZAROTKA”: 3SAT, 1R5T, 1T4T, 1S5T oraz oryginalne instrukcje obsługi. Bielsko–Biała, tel. (602) 317–482.

WYKRYWACZ metali Tesoro, Viking, chętnie uszkodzone, niekompletne, Gdynia tel. (058) 781–08–89 lub (602) 224–228.

PE 6÷11/98. Oferty na adres: A. K. 15–669 Białystok, ul. Słonecznikowa 25/21.

POSZUKUJĘ

KARTY PC AT586DX90 120MHz Pentium lub podobnej do np. PC AT486DX–280 MHz lub PC AT486DX4 100 MHz lub podobnej produkcji Micronic do Amigi–1200. Oferty T. Tendaj, ul. Zamoyskiego 18c/13, 59–920 Bogatynia (075) 773–06–38.

SCHEMATY zwrotnic głośnikowych , kolumn głośnikowych. Mogą być kserokopie. Informację proszę przesyłać na adres 87–800 Włocławek, pl. Kolanowszczyzna 15/4, I. Małecki.

SCHEMATU telefaksu Siemens 870 K120250F. Ryszard Łukomski, ul. Mielczarskiego 1/61, 97–200 Tomaszów Maz. (044) 723–33–71, (502) 162–151.

SCHEMATU dowolnego radia CB z zakresem AM/FM 1÷40 (ksero). Mateusz Chmielowiec, Wola Wielka 131, 37–610 Narol.

SCHEMATU stabilizatora napięcia 220 V. Michał cembrzyński, 42–287 Psary, ul. Kopernika 9, tel. (034) 357–93–95.

ZAMIENIĘ

TRX Digital 96 fabryczny, zakres 50 kHz÷MHz na CB Lincoln lub sprzedam. Cena 700 zł. Kontakt tel. (074) 866–22–72.

INNE

PROSZĘ o pomoc w uruchomieniu „radiopowiadomienia” z PE nr 6 i 7 /98. Kazimierz Karolak tel. Kom. (501) 035–574 w godz. 8.00÷22.00.

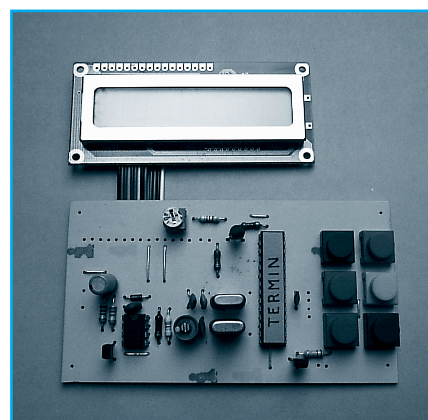
433 MHz. Proszę o kontakt firmy (tylko duże) produkujące odbiorniki – nadajniki. Mam pomysł na inne zastosowanie. Proszę o prospekty + ceny. Leszek Pabis, ul. Krasińskiego 17, 05–806 Komorów.

PROFESJONALNE płytki obwodów drukowanych (1 i 2 str., metalizacja, maska, opis, cięcie) projekty, wykonanie, dostawa. Telafaks (022) 621–78–95. paweles@polbox.com.

KIEROWCO! Akcesoria samochodowe: wskaźniki, minikomputery pokładowe, wzmacniacze, korektory, przetwornice. Nawiążę współpracę z poważną firmą. Tel. (0602) 831–430 lub (0603) 276–296.

Elektroniczny terminarz

W dobie dynamicznego rozwoju elektronicznych PDA (*Personal Data Assistant* – z ang. „osobisty asystent danych”) każdy marzy o posiadaniu małego podręcznego urządzenia, które pełniłoby funkcję osobistej sekretarki przypominając o ważnych spotkaniach czy wydarzeniach. Producenci tego typu sprzętów prześcigają się w miniaturyzowaniu i dodawaniu coraz to nowych funkcji w swoich gadżetach. Jedno jak na razie jest pewne – urządzenia takie osiągają zawrotne ceny i wydawać by się mogło że są one niewspółmierne do oferowanych możliwości.



W niniejszym artykule pragniemy zaprezentować urządzenie o możliwościach może nie tak oszałamiających jak wspomniane wcześniej PDA, ale mogące oddać nieocenione usługi na tym polu. Przypominanie o ważnych terminach nie jest jedynym zadaniem jakie może spełniać opisywane urządzenie. Rozbudowana funkcja alarmu wraz z wyjściem logicznym pozwala zastosować je do włączania i wyłączania rozmaitych urządzeń jak np. pieca, grzejnika itp. 100 programów daje duże możliwości kontroli. Zastosowanie do jego budowy nowoczesnego mikrokontrolera pozwoliło na zmniejszenie wymiarów, obniżenie kosztów a także zasilanie bateryjne. Rozbudowane tryby ograniczania poboru prądu pozwalają wykorzystać terminarz jako urządzenie przenośne. Warto w tym miejscu dodać że urządzenie jest dość specyficzną konstrukcją gdyż zostało zaprojektowane do współpracy z komputerem. W trybie pracy samodzielnej oferuje jedynie możliwość wglądu w poszczególne terminy oraz zmiany najważniejszych ustawień konfiguracyjnych.

Działanie

Właściwości:

- pamiętanie do 100 różnych terminów. Dla każdego terminu niezależnie definiowane: dzień aktywacji, rodzaj sygnału dźwiękowego, stan wyjścia, 64 znaki tekstu, cykl programu: tygodniowy (dowolna konfiguracja dni tygodnia) lub roczny (dowolny dzień w roku);
- współpraca z komputerem za pośrednictwem portu szeregowego RS-232;
- możliwość aktywacji i deaktywacji wybranego z programów;
- możliwość pracy w czterech trybach oszczędzania energii: on-line, normalny, oszczędny, superoszczędny;
- możliwość definiowania profilu sygnału dźwiękowego - praca w trybie głośnym, dyskretnym i z wyłączonym sygnałem dźwiękowym;
- automatyczne wyznaczanie dnia tygodnia;
- sygnalizacja rozładowania baterii
- automatyczne podświetlanie wyświetlacza LCD;
- możliwość sterowania zewnętrznym urządzeniem.

UWAGA!

Ze względu na ograniczoną liczbę klawiszy i prostotę obsługi programowanie terminarza jest możliwe tylko za pośrednictwem komputera. Urządzenie jest przeznaczone do współpracy z komputerem wyposażonym w port szeregowy RS-232.

Jak już wcześniej wspomniano elektroniczny terminarz może spełniać rozmaite funkcje. Zastosowanie zależy głównie od wyobraźni użytkownika. Poniżej podsuwamy kilka pomysłów na jego wykorzystanie:

- podręczny kalendarz pamiętający daty wszystkich ważnych dni w roku jak np. imieniny i urodziny znajomych, święta, dni wolne itp.;
- terminarz pamiętający daty wszystkich ważnych spotkań;
- „przypominacz” o ważnych powtarzających się zajęciach w cyklu tygodniowym jak np. zajęcia sportowe, fakultatywne, kursy, itp.;
- pomoc dla osób przyjmujących leki – przypomnienie o konieczności przyjęcia medykamentu.

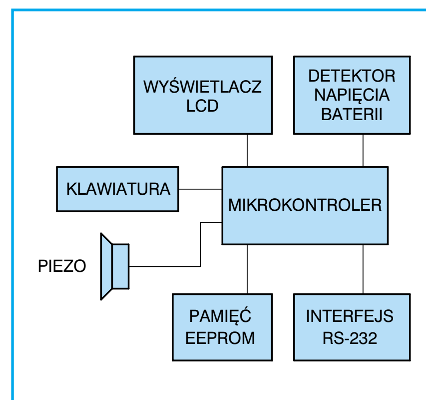
Budowa

Schemat blokowy elektronicznego terminarza przedstawiono na rysunku 1. W jego skład wchodzą:

- mikrokontroler;
- pamięć nieulotna EEPROM służąca do pamiętania danych również po wyłączeniu napięcia zasilającego;
- detektor napięcia baterii do sygnalizacji niskiego napięcia baterii;
- przetwornik PIEZO odpowiedzialny za generowanie sygnału akustycznego;
- wyświetlacz LCD do komunikacji z użytkownikiem;
- klawiatura do obsługi programu;
- port komunikacyjny RS-232 do wymiany danych z komputerem;

Podstawą konstrukcji terminarza jest mikrokontroler PIC 16C63A produkowany przez firmę Microchip. O wyborze tego układu zadecydowały:

- niski pobór prądu w stanie aktywnym (około 2 mA);
- wyjątkowo niski pobór prądu w trybie ograniczonego poboru mocy $<10\ \mu A$;
- możliwość wykorzystania drugiego rezonatora kwarcowego małej mocy do taktowania procesora w trybie obniżonego poboru mocy;
- duża wydajność prądowa wyjść mikrokontrolera zarówno w stanie niskim jak i wysokim (± 25 mA);
- układ nadzorujący pracę mikrokontrolera typu watchdog;



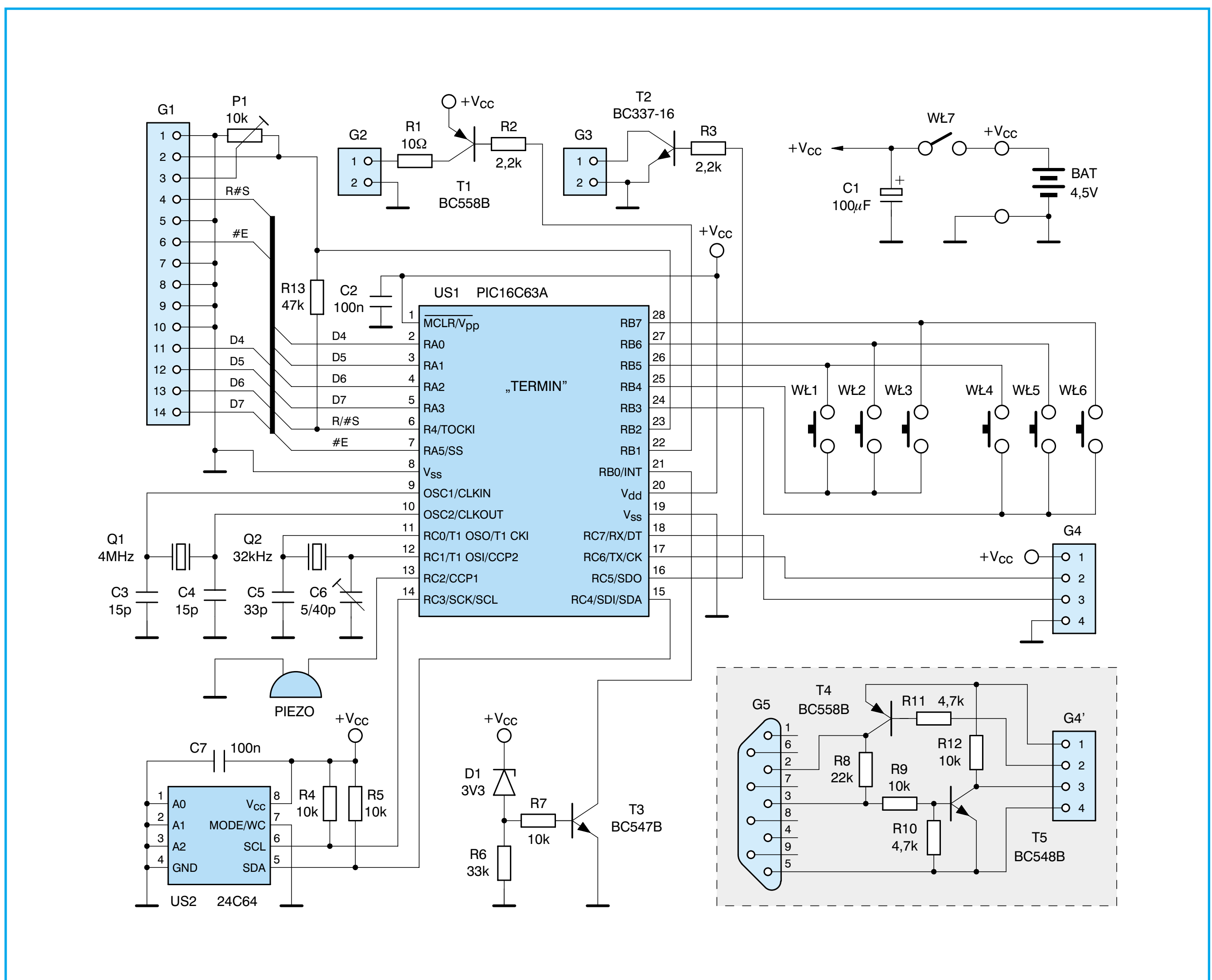
Rys. 1 Schemat blokowy elektronicznego terminarza

- wewnętrzny układ automatycznego zerowania mikrokontrolera po włączeniu zasilania;
- programowalny generator PWM do sterowania przetwornikiem PIEZO;
- wydajna architektura RISC;
- 192 bajty pamięci RAM i 4096 słów pamięci ROM;
- wąska 28-nóżkowa obudowa zmniejszająca wymiary całego urządzenia.

Wymienione powyżej cechy układu wydatnie upraszczają konstrukcję notesu elektronicznego.

Na rysunku 2 uwidoczniono schemat ideowy notesu elektronicznego. Mikrokontroler US1 do poprawnej pracy wymaga jedynie zewnętrznego generatora taktu. Wybrano rezonator kwarcowy o częstotliwości 4 MHz. Stanowi on jednocześnie podstawę czasu dla zegara szeregowej komunikacji UART. Układ US2 to pamięć EEPROM odpowiedzialna za przechowywanie danych nawet po wyłączeniu napięcia zasilającego. Jest ona dołączona do dwóch linii portu mikrokontrolera za pośrednictwem interfejsu I²C. Do detekcji napięcia baterii wykorzystano elementy D1, T3, R6, R7. Dioda D1 przewodzi poprzez złącze baza-emiter tranzystora T3 do chwili gdy napięcie zasilające spadnie poniżej 4 V. Wówczas napięcie baza-emiter spada poniżej progu 0,7 V i tranzystor zatyka się. W efekcie wejście INT mikrokontrolera przyjmie stan wysoki wyzwalając przerwanie. Do komunikacji z użytkownikiem wykorzystano zintegrowany wyświetlacz alfanumeryczny LCD. Został on dołączony do portu A mikrokontrolera i pracuje w konfiguracji 4-bitowej. Klawiatura jest multipleksowana w układzie 2 wierszy na 3 kolumny. Do sygnalizacji dźwiękowej został wykorzystany przetwornik piezoelektryczny dołączony do wyjścia układu PWM (*Pulse Width Modulation* – z ang. modulacja szerokości impulsu) będącego częścią składową mikrokontrolera. W sprzedaży dostępne są różne rozmiary tych przetworników co pozwala na jego dobór pod kątem wymaganego poziomu natężenia dźwięku. Podłączenie przetwornika (który stanowi obciążenie pojemnościowe) bezpośrednio do jednego z wyjść mikrokontrolera było możliwe dzięki bardzo dużej, jak na mikrokontroler, wydajności prądowej jego wyjść zarówno w stanie niskim, jak i wysokim.

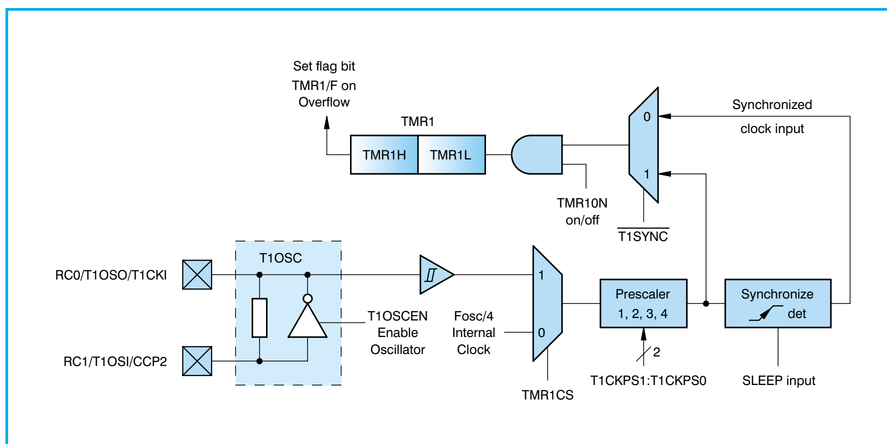
Do poprawnej współpracy terminarza z komputerem wyposażonym w interfejs RS-232 konieczne było zaprojektowanie odpowiedniego układu dopasowującego. Został on skonstruowany w oparciu o elementy: T4, T5 i R8÷R12. Układ nie zapewnia izolacji galwanicznej jednakże jego zaletą jest brak konieczności podawania zewnętrznych napięć ±12 V (wymaganych w standardzie RS-232). Napięcia te są pobierane z linii portu RS-232. Takie rozwiązanie zostało



Rys. 2 Schemat ideowy elektronicznego terminarza

kupione jednym ograniczeniem – komunikacja może odbywać się tylko w trybie half-duplex tzn. w danej chwili aktywna może być tylko jedna strona. Nie ma to jednakże większego znaczenia w naszym przypadku.

Bogate wyposażenie układu PIC16C63A pozwala na realizację wielu funkcji wewnątrz układu i uwalnia program od konieczności wykonywania wielu skomplikowanych operacji. Do odmierzania czasu został wykorzystany wewnętrzny tajmer 1 z zewnętrznym oscylatorem 32,768 kHz, którego architekturę wewnętrzną uwidoczniono na rysunku 3. Tajmer 1 jest skonfigurowany w taki sposób, że wejściowa częstotliwość 32,768 kHz jest dzielona przez 32768. W efekcie tego podziału, licznik przepełnia się co 1 sekundę i generuje przerwanie. Program wykorzystuje to przerwanie do odmierzania czasu i okresowego wybudzania mikrokontrolera z trybu ograniczonego poboru prądu. Dzięki wykorzystaniu tajmera 1 jako wzorca czasu, mikrokontroler w celu ograniczenia poboru mocy samoczynnie przechodzi w tryb uśpienia wtedy gdy tylko jest to możliwe. W trybie tym wykonywanie programu zostaje zatrzymane – pracuje tylko tajmer 1 i układ przerwań. Na wyświetlaczu LCD może być wyświetlana dowolna informacja gdyż posiada on niezależny kontroler.



Rys. 3 Schemat wewnętrzny tajmera 1 układu PIC16C63A

Montaż i uruchomienie

Przed rozpoczęciem montażu warto w sklepie elektronicznym poszukać odpowiedniej obudowy w której umieścimy nasze urządzenie. Będzie ona musiała pomieścić również trzy baterie zasilające typu AAA (R3). Montaż rozpoczynamy od mostków oraz elementów biernych. Na samym końcu montujemy mikrokontroler (obowiązkowo w podstawce) oraz wyświetlacz. Aby zaoszczędzić odrobinę miejsca wyświetlacz oraz klawisze można zamontować po stronie druku. Urządzenie co prawda pomyślane zostało jako przenośne lecz po dodaniu zewnętrznego zasilacza i stabilizatora może pracować jako stacjonarne.

Po zamontowaniu wszystkich elementów notesu i sprawdzeniu poprawności montażu możemy przystąpić do jego uruchomienia. Podłączamy baterię zasilającą i obserwujemy wyświetlacz. Na jego ekranie powinien pojawić się następująca treść:

```
▮ ▭ Pon,01.01.01
Wł       12:00:00
```

Przy jej braku regulacji może wymagać napięcie odpowiedzialne za kontrast wyświetlacza. Przeprowadzamy ją potencjometrem P1 cały czas obserwując wyświetlacz. Przy optymalnym ustawieniu tło nie powinno być widoczne, a wszystkie znaki powinny mieć wystarczający kontrast. Po wykonaniu opisanych powyżej czynności urządzenie jest gotowe do pracy.

Tabela 1 – Funkcje realizowane przez poszczególne klawisze

Tryb / Klawisz	Wyświetlania czasu	Przeglądania terminów	Przeglądania ustawień
⇐	–	Aktywacja terminu	Sekwencyjna zmiana ustawiania
⇒	–	Dezaktwacja terminu	Sekwencyjna zmiana ustawiania
⇑	–	Przejście do następnego terminu	Przejście do następnej nastawy
⇓	–	Przejście do poprzedniego terminu	Przejście do poprzedniej nastawy
ESC	Przejście do trybu przeglądania ustawień	Powrót do trybu wyświetlania czasu	Powrót do trybu przeglądania terminów
ENTER	Przejście do trybu przeglądania terminów	Przejście do trybu przeglądania ustawień	Przejście do trybu wyświetlania czasu

Obsługa

Do obsługi programu użytkownik ma do dyspozycji wyświetlacz alfanumeryczny o pojemności 2x16 znaków oraz sześć klawiszy: ⇒, ⇐, ⇑, ⇓, ESC i ENTER. Spełniane przez nie funkcje zostały zebrane w Tabeli 1.

Program obsługi notesu jest stosunkowo prosty. Zorganizowany został w układzie prostego menu.

Domyślnym trybem jest tryb wyświetlania czasu przedstawiony poniżej, w którym wyświetlane są następujące informacje:

- aktualna godzina;
- aktualny dzień tygodnia;
- aktualna data;
- stan baterii;
- status sygnału dźwiękowego;
- status wyjścia sterującego.

```
▮ ▭ Pon,12.03.01
Wł       11:31:21
```

W trybie przeglądania terminów użytkownik ma możliwość wglądu we wszystkie zaprogramowane terminy. Ich przeglądanie jest możliwe za pośrednictwem klawiszy ⇑, ⇓. Klawiszami ⇒, ⇐ możemy dezaktywować lub uaktywnić aktualnie wyświetlany program. Terminy dzielą się na dwa typy: tygodniowy i roczny.

Przykładowy wygląd ekranu przy programie rocznym przedstawiono poniżej:

```
R 12.03.01 11:30
Urodziny Malgor<
```

program uaktywni się 12-go marca 2001 roku o godzinie 11:30 wyświetlając tekst „Urodziny Małgorzaty”. Literka R w lewym górnym rogu oznacza że jest to program w cyklu tygodniowym. Dalej następuje data aktywacji (kolejno dzień, miesiąc i rok) oraz godzina. Na dolnym wierszu pojawia się informacja tekstowa skojarzona z danym terminem. Może ona mieć długość do 64 znaków, które są automatycznie przewijane na 16-to znakowym wyświetlaczu. Tekst dłuższy od 16 znaków jest wyróżniany symbolem „<” z prawej strony wyświetlacza lub „>” z lewej w trakcie przewijania tekstu. Przykładowy wygląd ekranu po przewinięciu całej wiadomości przedstawiono poniżej:

```
R 12.03.01 11:30
<y Malgorzaty S.
```

Przykładowy wygląd ekranu przy programie tygodniowym (aktywacja w wybrane dni tygodnia) przedstawiono poniżej:

```
T 0100100  16:15
Basen 17:30
```

program uaktywni się we wszystkie wtorki i piątki o godzinie 16:15 wyświetlając tekst „Basen 17:30”.
Natomiast program:

```
T 1111111  18:00
Lekarstwa
```

uaktywni się w każdy dzień tygodnia o godzinie 18:00 wyświetlając tekst „Lekarstwa”.

Literka T w lewym górnym rogu oznacza że jest to program w cyklu tygodniowym. Dalej następuje informacja w jakie dni tygodnia dany program ma się uaktywnić. Siedem kolejnych cyfr (zer lub jedynek) symbolizuje kolejne dni tygodnia – licząc od poniedziałku do niedzieli. Jedynka na danej pozycji oznacza, że program ma się uaktywnić w dany dzień. Jedynki na wszystkich pozycjach oznaczają, że program będzie się uaktywniał codziennie. Pamiętajmy – pierwsza cyfra to poniedziałek, druga to wtorek, trzecia środa itd. Z prawej strony górnego wiersza wyświetlana jest godzina aktywacji. W trybie przeglądania ustawień mamy możliwość wglądu oraz zmiany ustawienia profilu sygnału dźwiękowego oraz trybu oszczędzania energii.

Do programowania poszczególnych terminów wykorzystujemy dowolny komputer z portem RS-232. Komunikacja z komputerem odbywa się przy następujących parametrach transmisji: szybkość 4800 baudów, brak bitu parzystości, 8 bitów danych, jeden bit stopu (4800,–,8,1). Program terminarza został wyposażony w prosty interpreter poleceń pozwalający na przejrzystą komunikację z użytkownikiem. Do jego obsługi najlepiej wykorzystać gotowy program komunikacyjny. W przypadku komputerów PC może to być na przykład program ProComm, emulator terminala programu Norton Commander, Disk Navigator lub Terminal systemu operacyjnego Windows. Przed przystąpieniem do wymiany danych z komputerem należy skonfigurować odpowiednie parametry transmisji oraz numer portu do którego dołączona jest sonda.

Interpreter poleceń rozróżnia następujące komendy:

```
st – ustawianie czasu
sd – ustawianie daty
pr – programowanie terminu
     w cyklu rocznym
pt – programowanie terminu
     w cyklu tygodniowym
rd – odczytanie wszystkich
     ustawień z pamiêci
     EEPROM
dp – skasowanie wybranego
     terminu z pamiêci
     mikrokontrolera
da – skasowanie wszystkich
     terminów z pamiêci
     mikrokontrolera
```

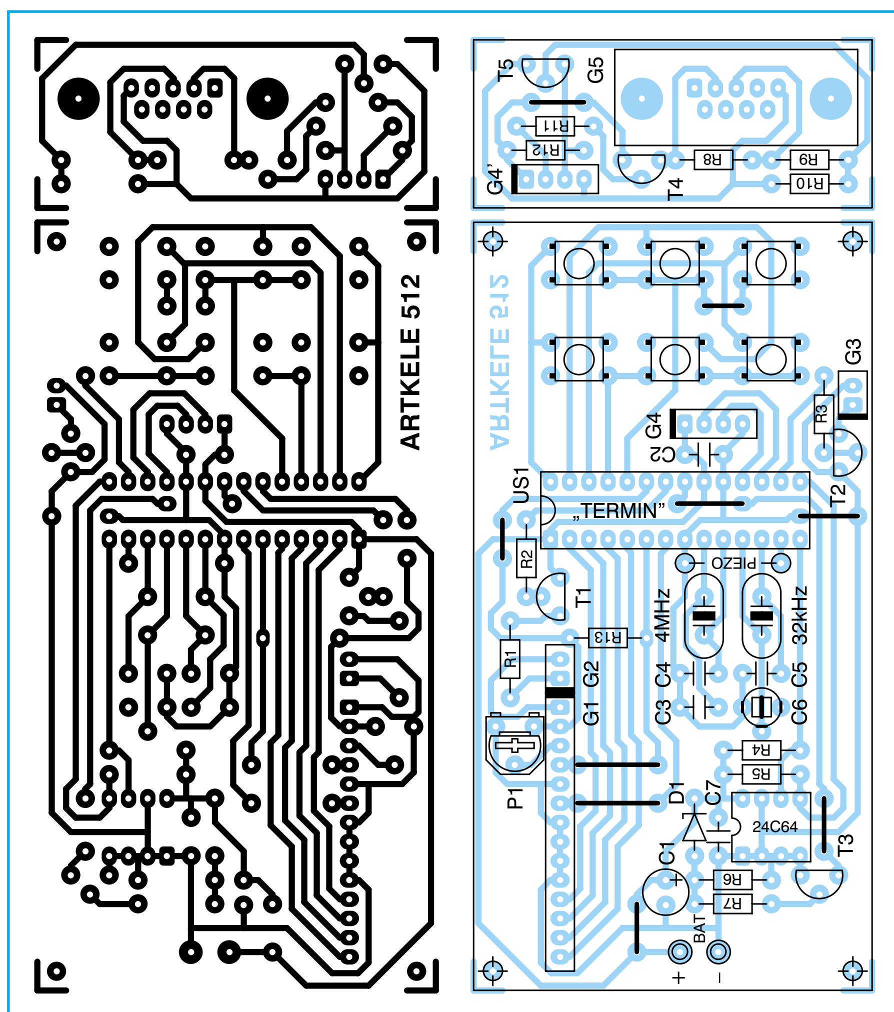
Składnia poszczególnych komend jest następująca:

`st 12:32:52`

Po literach „st” następuje jedna spacja i bieżąca godzina (kolejno godzina, minuty, sekundy)

`sd 23.11.01`

Po literach „sd” następuje jedna spacja i bierząca data (kolejno dzień, miesiąc, dwie ostatnie cyfry roku)



Rys. 4 Płytka drukowana i rozmieszczenie elementów

`pr 11:42:59,23.11.01 „Urodziny ciotki Konstantyny„`

Po literach „pr” następuje jedna spacja, godzina terminu rocznego (kolejno godzina, minuty, sekundy), przecinek, data (kolejno dzień, miesiąc, dwie ostatnie cyfry roku), cudzysłów, tekst (do 64 znaków), cudzysłów

`pt 10:52:33,0001110 „Korepetycje z matematyki„`

Po literach „pt” następuje jedna spacja, godzina terminu tygodniowego (kolejno godzina, minuty, sekundy), przecinek, dni aktywacji w tygodniu (analogicznie jak opisano powyżej: 0 – nieaktywny, 1 – aktywny; pierwszy dzień – poniedziałek), cudzysłów, tekst (do 64 znaków), cudzysłów

`dp 21`

Po literach „dp” następuje jedna spacja i indeks terminu który chcemy skasować (indeksowane od 0 do 99)

`da 77`

Po literach „da” następuje jedna spacja i liczba 77 stanowiąca dodatkowe zabezpieczenie przed przypadkowym wpisaniem tego polecenia.

Składnia komend jest ścisła i jakikolwiek błąd zostanie zasygnalizowany przez mikrokontroler komunikatem „Err” i będzie jednoznaczny z odrzuceniem wpisanej informacji.

Przepełnienie pamięci jest sygnalizowane komunikatem „Ov”. Wszystkie poprawne odebrane komendy kończą się odpowiednią reakcją ze strony notesu. Interpreter rozróżnia duże i małe litery. Wszystkie komendy pisane są małymi literami.

Program dysponuje również możliwością definiowania trybów ograniczonego poboru mocy:

Tryb on-line – wyświetlacz LCD oraz podświetlanie wyświetlacza są włączone cały czas.

Tryb normalny – podświetlanie wyświetlacza włącza się na 10 sekund po każdorazowym wciśnięciu dowolnego klawisza, wyświetlacz LCD jest włączony cały czas.

Tryb oszczędny – podświetlanie LED wyświetlacza włącza się na 5 sekund po każdorazowym wciśnięciu dowolnego klawisza, wyświetlacz LCD wyłącza się samoczynnie po 10 minutach.

Tryb superoszczędny – informacja na wyświetlaczu LCD pojawia się na 10 sekund po każdorazowym wciśnięciu dowolnego klawisza, podświetlanie LED jest wyłączone.

Wykaz elementów

Półprzewodniki	
US1	**– PIC16C63A z programem ”NOTES”**
US2	**– 24C64**
T1, T4	**– BC 558B**
T2	**– BC 337-16**
T3	**– BC 547B**
T4	**– BC 548B**
D1	**– BZP 683 C3V3 lub inna dioda Zenera 3,3 V**
Rezystory	
R2, R3	**– 2,2 kΩ/0,125 W**
R10, R11	**– 4,7 kΩ/0,125 W**
R8	**– 22 kΩ/0,125 W**
R6	**– 33 kΩ/0,125 W**
Rezystory cd.	
R7	**– 5,1 MΩ/0,125 W**
P1	**– 10 kΩ TVP 1232**
R1, R4, R5, R7, R9, R12	**– 10 kΩ/0,125 W**
Kondensatory	
C6	**– trymer 5/40 pF**
C3, C4	**– 15 pF/50 V ceramiczny**
C5	**– 33 pF/50 V ceramiczny**
C2	**– 100 nF/63 V MKSE-020**
C1	**– 100 µF/16 V**
Inne	
Q1	**– rezonator kwarcowy 4,00000 MHz**
Q2	**– rezonator kwarcowy 32,7680 kHz**
WŁ1÷WŁ6	**– mikrowłączniki**
WŁ7	**– przełącznik bistabilny**
W1	**– alfanumeryczny wyświetlacz LCD 2×16 znaków**
PIEZO	**– przetwornik piezoelektryczny**
G5	**– gnizado komputerowe DB-9**
płytka drukowana numer 512	

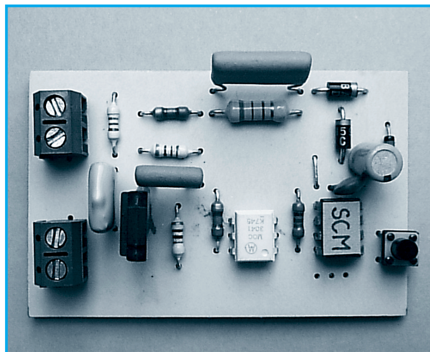
Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki i **zaprogramowane** układy PIC 16C63A z dopiskiem „NOTES” można zamawiać w redakcji PE.

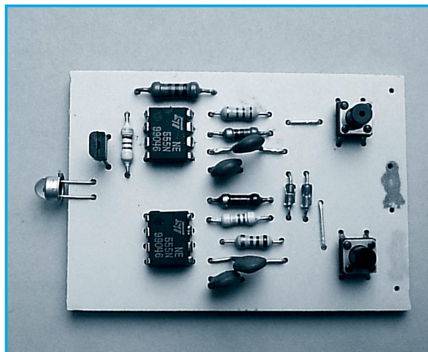
Cena: płytka numer 512 – 6,90 zł
PIC 16C63A „NOTES” – 40,00 zł
+ koszty wysyłki (10 zł).

◊ ***T. K.***

Ściemniacz sterowany pilotem

Opisy rozmaitych ściemniaczy goszczą na łamach PE dość często. Tym razem prezentujemy urządzenie o interesujących cechach będące rezultatem wielu doświadczeń w konstruowaniu podobnych urządzeń. Ściemniacz dzięki mikroprocesorowi jest wyjątkowo łatwy w montażu oraz może być obsługiwany z dowolnego pilota. Pozwala na kilkustopniową regulację jasności klasycznych żarówek oporowych oraz regulację typu włącz/wyłącz. Umieszczona w mikrokontrolerze nieulotna pamięć EEPROM pozwala na pamiętanie ustawień również po wyłączeniu napięcia zasilającego.





Właściwości:

- możliwość sterowania dowolnym pilotem – do obsługi wymagany tylko jeden klawisz;
- wyjątkowo łatwy w montażu – mieści się pod pokrywą instalacyjną typowego żyrandola – bez konieczności ingerencji w domową instalację elektryczną;
- uczący się – możliwość zaprogramowania kodu klawisza dowolnego pilota;
- możliwość współpracy z opcjonalnym pilotem którego opis przedstawiono w artykule;
- regulacja typu włącz/wyłącz;
- pięciostopniowa regulacja jasności;
- możliwość włączania/wyłączania oryginalnym wyłącznikiem.

Działanie

Ze względu na dużą bezwładność żarówek oporowych do regulacji jasności idealnie nadaje się regulacja fazowa. Odkształcenie przebiegu napięcia zasilającego od sinusoidy jakie ma miejsce przy regulacji fazowej nie jest w tym przypadku dużym problemem. Niestety układy tego typu nie nadają się do regulacji jasności świetlówek oraz żarówek energooszczędnych.

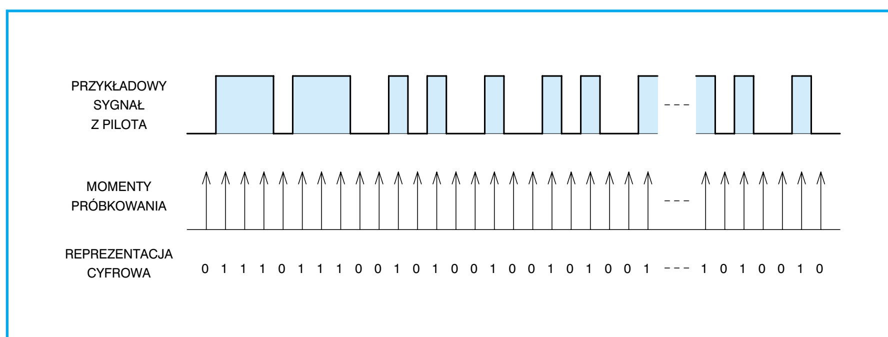
Aby regulacja przebiegała liniowo konieczne jest podzielenie wartości skutecznej napięcia na przedziały o równych energiach. Zgodnie z definicją napięcia skutecznego, w przypadku napięcia sinusoidalnego, oznacza to podział sinusoidy na przedziały o równych polach powierzchni. Wyznaczenie tych przedziałów nie jest łatwe, gdyż wymaga odwołania się do rachunku całkowego. Osoby zainteresowane tym zagadnieniem odsyłamy do artykułu „Mikroprocesorowy regulator mocy" zamieszczonego w PE 10/98 gdzie można również znaleźć wzór opisujący tą zależność. My podamy ją w gotowej postaci w Tabeli 1, gdzie przedstawiono zależność kąta włączenia elementu wykonawczego (w naszym przypadku triaka) od zadanego stopnia regulacji. W tym miejscu wypadałoby jeszcze wyjaśnić co należy rozumieć pod pojęciem „kąt włączenia". Jest to nic innego jak tylko opóźnienie wyzwalania elementu wykonawczego względem umownej chwili początkowej, którą w tym wypadku jest moment przejścia napięcia przez zero (0°). Ze względu na okresowy charakter przebiegu napięcia sieci opóźnienie podawane jest w stopniach. Wartością maksymalną kąta jest 180° gdy napięcie ponownie osiąga wartość zero gdyż triak jest elementem symetrycznym i zachowuje się identycznie zarówno przy dodatniej jak i ujemnej połówce sinusoidy.

W urządzeniu zdefiniowano pięć stopni regulacji. Ograniczenie liczby stopni regulacji do pięciu zostało podyktowane względami praktycznymi – obsługa większej ilości stopni regulacji byłaby dość uciążliwa przy pomocy tylko jednego klawisza.

Tabela 1 – Zależność kąta włączenia elementu wykonawczego od poziomu regulacji

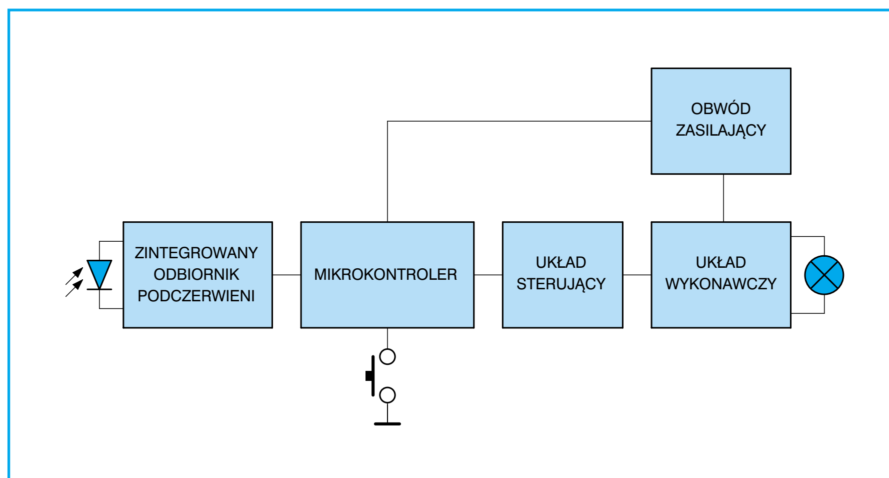
Stopień regulacji	Poziom jasności	Kąt włączenia triaka
0	0%	180,0°
1	25%	120,0°
2	50%	90,0°
3	75%	60,0°
4	100%	0,0°

Ze względu na dużą rozmaitość standardów w jakich pracują nadajnik zdalnego sterowania, w celu zapewnienia jak największej uniwersalności, zdecydowano się na nieco inne podejście do procesu dekodowania kodu klawisza. Mianowicie dekodowanie oraz identyfikacja kodu klawisza odbywa się na zasadzie próbkowania wyjścia odbiornika podczerwieni w równych odstępach czasu. Na rysunku 1 przedstawiono zasadę próbkowania. Oryginalny sygnał wejściowy jest próbkowany w równych odstępach czasu a następnie zamieniany na ciąg zer i jedynek. Informacja w takiej postaci jest zapisywana w pamięci nieulotnej EEPROM mikrokontrolera w chwili programowania kodu wzorcowego. W trakcie normalnej pracy wzorcowy ciąg zer i jedynek jest porównywany z sekwencją odebraną w dowolnym momencie. Na dwóch ciągach wykonywana jest operacja tzw. korela-



Rys. 1 Zasada odbioru i dekodowania sygnału z pilota

cji, która polega na określaniu podobieństwa dwóch sekwencji bitowych. Transmisja na podczerwieni może być obarczona błędami poza tym w niektórych standardach zdalnej regulacji (jak chociażby w najbardziej popularnym RC-5) wartość jednego bitu w kodzie zmienia się po każdorazowym wciśnięciu klawisza. Dlatego w procesie dekodowania dopuszczana jest pewna niezgodność pomiędzy sekwencją odebraną a wzorcową. W opisywanym układzie ciąg wzorcowy ma długość 128 bitów, a obebrany kod interpretowany jest jako poprawny wówczas gdy nie więcej niż 6 bitów będzie się różniło wartością.



Rys. 2 Schemat blokowy ściemniacza

Budowa

Schemat blokowy regulatora obrotów przedstawiono na rysunku 2. W konstrukcji ściemniacza wyróżnić można następujące bloki funkcjonalne: zintegrowany odbiornik podczerwieni, mikrokontroler, układ sterujący, układ wykonawczy oraz obwód zasilający. Zintegrowany odbiornik podczerwieni odbiera i demoduluje sygnał podczerwieni z pilota. Mikrokontroler pełni centralną funkcję i jest odpowiedzialny za wykonywanie programu, dekodowanie, porównywanie i zapisywanie sygnału z pilota, regulację kąta włączenia obciążenia (generator PWM) oraz wykrywanie momentu przejścia napięcia sieci przez zero.

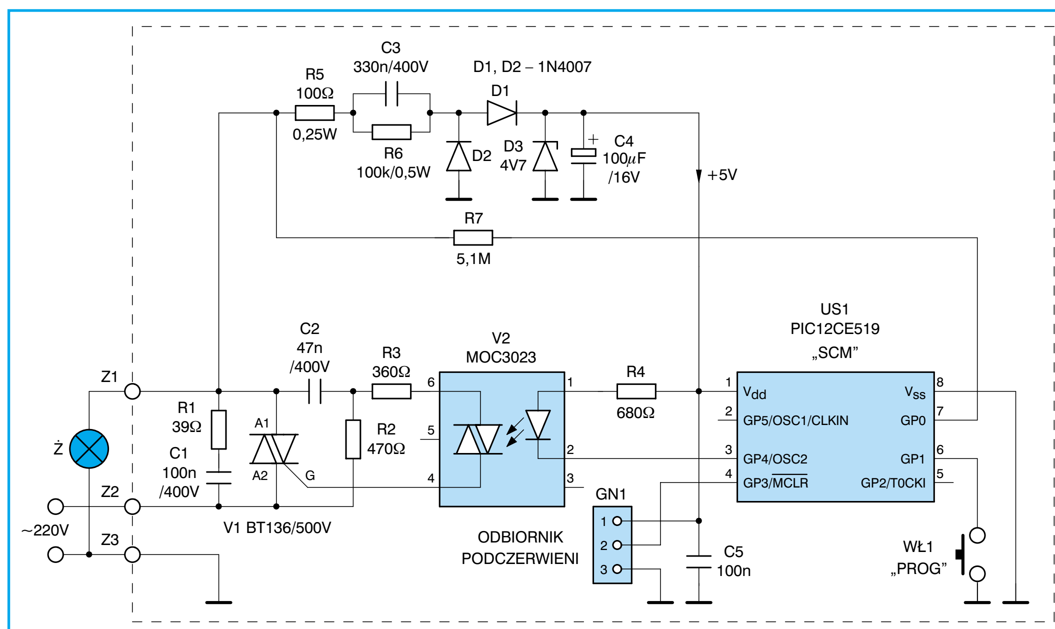
Układ sterujący umiejscowiony jest pomiędzy mikrokontrolerem a układem wykonawczym i jego zadaniem jest przekształcanie impulsów sterujących wychodzących z mikrokontrolera na impulsy wyzwalające układ wykonawczy. Układ wykonawczy to element odpowiedzialny za kluczowanie (włączanie i wyłączanie) obwodu obciążenia (żarówki) w zależności od stanu sygnału sterującego. Obwód zasilający dostarcza napięć niezbędnych do pracy pozostałych bloków.

Na rysunku 3 uwidoczniono schemat ideowy ściemniacza. W konstrukcji wykorzystano mikrokontroler PIC12CE519 gdyż świetnie nadaje się on do tego zastosowania. Za jego wyborem przemawiały: niska cena, niski pobór prądu, wewnętrzna pamięć EEPROM, wewnętrzny generator zegarowy, wewnętrzny obwód zerujący mikrokontroler, tajmer i rezystory pull-up upraszczające konstrukcję urządzenia.

Detektor przejścia przez zero stanowi jedno z wejść mikrokontrolera podłączone do sieci za pośrednictwem rezystora R7. Diody zabezpieczające przed niszczącym mikrokontroler napięciem 220 V (nawet przy małym natężeniu) zawarte są w wewnętrznej strukturze układu. Wejście to przyjmuje stan niski gdy napięcie sieci spadnie poniżej określonego poziomu i pozostaje w nim przez całą ujemną połówkę sinusoidy.

Elementem wykonawczym jest triak V1, za sterowanie którego odpowiedzialny jest optotriak V2. Takie rozwiązanie w dużym stopniu upraszcza obwód sterujący oraz zapewnia optymalne sterowanie elementem wykonawczym. Elementy R1 i C1 pełnią funkcję przeciwzakłóceniową.

Mikrokontroler do poprawnej pracy wymaga napięcia zasilającego z zakresu 4,5÷5,5 V. Ze względu na niewielki pobór prądu oraz konieczność utrzymania niewielkich rozmiarów płytki, w układzie regulatora zrezygnowano ze stosowania transformatora sieciowego. Funkcję obwodu zasilającego spełniają elementy R5, R6, D1÷D3, C3÷C5. Na pierwszy rzut oka sprawia on wrażenie nieco rozbudowanego, lecz obecność każdego z elementów jest uzasadniona. Rezystor R5 zabezpiecza kondensator C3 przed udarem prądowym w momencie włączania urządzenia do sieci (gdy kondensator C3 jest rozładowany). Natomiast rezystor R6 zapewnia rozładowanie kondensatora C3 w momencie wyłączenia zasilania oraz dodatkowo zwiększa prąd obciążenia. Dioda D2 zamyka obwód dla ujemnych połówek napięcia zasilającego pozwalając na rozładowanie kondensa-



Rys. 3 Schemat ideowy ściemniacza sterowanego pilotem

Rys. 4 Schemat ideowy opcjonalnego pilota

tora C3. Największy wpływ na wydajność zasilacza ma pojemność kondensatora C3, gdyż jego impedancja dla częstotliwości 50 Hz, ustala maksymalną wartość prądu obciążenia. Dioda D1 pełni funkcję prostownika jednopołówkowego, a dioda Zenera D3 ogranicza wartość napięcia odkładającego się na kondensatorze filtrującym C3 do 4,7 V. Za odbiór sygnału z pilota odpowiedzialny jest zintegrowany odbiornik podczerwieni dołączany do gniazda GN1. Układ odbiornika posiada wbudowany detektor podczerwieni, wzmacniacz, ogranicznik, filtr pasmowy, detektor integrator i komparator. Całość zamknięta jest w niewielkiej obudowie metalowej pełniącej funkcję ekranu. Spotyka się również monolityczne odbiorniki podczerwieni wykonane w postaci układu zalanego tworzywem przepuszczającym promieniowanie podczerwone. Na wyjściu odbiornika podczerwieni dostępny już jest zdemodulowany sygnał, który zostaje następnie doprowadzony do jednego z wejść mikrokontrolera.

Schemat opcjonalnego nadajnika podczerwieni przedstawiono na rysunku 4. Został on skonstruowany w oparciu o dwa popularne układy czasowe 555. Ze względu na niski pobór prądu oraz szeroki zakres napięć pracy, wykorzystano wersje CMOS tych układów. Konstrukcja pilota jest bardzo prosta i opiera się na zasadzie transmisji jednakowych impulsów zmodulowanych częstotliwością nośną (nie generuje on żadnego słowa kodowego). Pilot został wyposażony w dwa przyciski służące do obsługi dwóch punktów świetlnych. Każdy z klawiszy włącza w obwód ładowania kondensatora C1 rezystor o innej wartości, co wpływa na częstotliwość generowanego sygnału. Dla klawisza K1 jest to około 700 Hz a dla K2 około 450 Hz. Ze względu na konstrukcję układu 555 poza częstotliwością zmianie ulega również wypełnienie przebiegu lecz w tym przypadku nie ma to większego znaczenia.

Po wciśnięciu klawisza do układów US1 i US2 zostaje podane napięcie zasilające za pośrednictwem diod D1 i D2. Dzięki takiemu rozwiązaniu obwodu zasilania nadajnik w stanie spoczynku praktycznie nie pobiera żadnego prądu z baterii. Wyjście pierwszego generatora (nóżka 3 US1) jest doprowadzone do wejścia zerującego drugiego generatora (nóżka 4 US2) pracującego z częstotliwością około 33 kHz. Taka konfiguracja połączeń powoduje, że częstotliwość nośna 33 kHz jest modulowana jedną z częstotliwości podstawowych (450 Hz lub 700 Hz). Do wyjścia drugiego generatora dołączono diodę nadawczą podczerwieni D3 za pośrednictwem tranzystora T1. Prąd diody jest ograniczany przez rezystor emiterowy R7. W prototypie do zasilania układu wykorzystano dwie połączone szeregowo baterie R3 (AAA) dostarczające napięcia 3 V. Możliwe jest także zastosowanie miniaturowej baterii alkalicznej o napięciu znamionowym 12 V. Wówczas zmienić należy wartość rezystora R7 na 4,7 Ω. Wartości pozostałych elementów zostają niezmienione.

Montaż

W pierwszej kolejności montujemy elementy bierne. Diodę D3 oraz rezystory R5 i R6 należy umieścić w pewnej odległości od płytki, gdyż mogą wydzielać pewne ilości ciepła, a pamiętajmy, że wyprowadzenia tych elementów pełnią też funkcję radiatorów. W przypadku gdy przewidujemy pracę regulatora z większym obciążeniem (>100 W) dodatkowo należy zastosować niewielki radiator na triaku V1. Układ US1 należy obowiązkowo zamontować w podstawce.

Przed wlutowaniem włącznika WŁ1 należy przewidzieć jego położenie tak aby dostęp do niego był możliwy po zamontowaniu płytki pod osłonką instalacyjną żyrandola. Ta sama uwaga dotyczy odbiornika podczerwieni – powinien on być umieszczony

Rys. 6 Płytka drukowana pilota i rozmieszczenie elementów

Rys. 5 Płytka drukowana ściemniacza i rozmieszczenie elementów

„w zasięgu" pilota (pamiętajmy o kierunkowym charakterze promieniowania diod nadawczych podczerwieni) – wskazane jest umieszczenie go na zewnątrz osłonki za pośrednictwem krótkiego odcinka przewodu ekranowanego. Przy większej długości przewodu łączącego odbiornik z płytką mogą wzbudzać się oscylacje – aby temu zapobiec bezpośrednio na zaciskach odbiornika montujemy kondensator 10 μF/16 V.

Płytkę ściemniacza warto umieścić w niewielkiej obudowie z tworzywa sztucznego, która będzie stanowić dodatkowe zabezpieczenie przed niebezpiecznym napięciem 220 V.

Pilot został zmontowany na niewielkiej płytce drukowanej mieszczącej się w obudowie jaką można nabyć w sklepach z podzespołami elektronicznymi.

Na rysunku 7 przedstawiono sposób montażu ściemniacza w istniejącej instalacji oświetleniowej. Układ jest wyjątkowo prosty w montażu. Wystarczy wykręcić kostkę połączeniowa i w jej miejsce zamontować ściemniacz zgodnie z schematem połączeń przedstawionym na rysunku 7.

Obsługa

Układ pomyślany został w ten sposób, żeby jego działanie nie wpływało na pierwotny obwód zasilania tzn. użytkownik dalej ma możliwość włączania i wyłączania światła istniejącym już włącznikiem. Przy rozłączonym obwodzie ściemniacz z przyczyn oczywistych pozostaje wyłączony (brak napięcia zasilającego). Zamknięcie obwodu zasilania spowoduje uaktywnienie ściemniacza, który domyślnie ustawia maksymalny stopień jasności.

Do obsługi ściemniacza przewidziano jeden klawisz na płytce („PROG") oraz jeden dowolnie wybrany klawisz pilota obsługującego domowy sprzęt A/V. Aby uniknąć interakcji najlepiej wybrać klawisz, z którym nie jest związana żadna istotna funkcja. Jak już wspomniano wcześniej istnieje możliwość wykonania pilota we własnym zakresie i jest to pod pewnymi względami (o których mowa poniżej) optymalne rozwiązanie. W pracy urządzenia możemy wyróżnić dwa tryby – tryb pracy normalnej oraz tryb programowania. Tryb programowania służy do wprowadzania kodu klawisza sterującego ściemniaczem. Przechodzimy do niego przyciskając w dowolnym momencie klawisz „PROG". Programowanie odbywa się następująco. Przy włączonym napięciu zasilającym (żarówka świeci) przyciskamy klawisz „PROG". Urządzenie wchodzi wówczas w tryb programowania co objawia się zmniejszeniem jasności świecenia żarówki do 50%. Następnie należy skierować pilot stroną nadawczą w kierunku odbiornika (przy pewnej odległości, żeby zapobiec ewentualnemu przesterowaniu) i przycisnąć żądany klawisz. Po odebraniu i zapisaniu kodu klawisza, żarówka rozświetli się pełną jasnością.

Sterowanie jasnością odbywa się w sposób następujący. Domyślnie układ pracuje w cyklu włącz/wyłącz tzn. każdorazowe wciśnięcie klawisza w pilocie powoduje włączenie bądź wyłączenie obciążenia. Zasada ta obowiązuje gdy kolejne wciśnięcia klawisza następują po sobie nie częściej niż co 2 sekundy. Zasada ta przedstawia się następująco:

(T>2s) (T>2s) (T>2s)
WŁ ——— WYŁ ——— WŁ ——— WYŁ itd.

Jeżeli jednak klawisz w pilocie zostanie wciśnięty ponownie przed upływem dwóch sekund, układ przejdzie do następnego stanu w cyklu poszerzonym o stopniową zmianę jasności zgodnie z zasadą:

(T<2s) (T<2s) (T<2s) (T<2s)
WŁ ——— 75% ——— 50% ——— 25% ——— WYŁ

jeżeli żarówka była włączona, lub:

(T<2s) (T<2s) (T<2s) (T<2s)
WYŁ ——— 25% ——— 50% ——— 75% ——— WŁ

jeżeli żarówka była wyłączona.

Mówiąc językiem opisowym, załóżmy że żarówka świeci pełną jasnością wciśnięcie klawisza sterującego spowoduje jej zgaszenie, kolejne wciśnięcie klawisza po czasie krótszym niż 2 sekundy spowoduje jej zaświecenie w 25%, następne w 50%, jeszcze jedno w 75% itd aż do całkowitego włączenia rozświetlenia. Podobnie przebiega regulacja w drugą stronę tzn. ze stanu włączenia do wyłączenia. Regulacja ma charakter cykliczny zgodnie z zasada: WŁ – 75% – 50% – 25% – WYŁ – 25% – 50% – 75% – WŁ – 75% itd (oczywiście przy założeniu że odstępy pomiędzy kolejnymi przyciśnięciami klawisza są krótsze niż 2 sekundy).

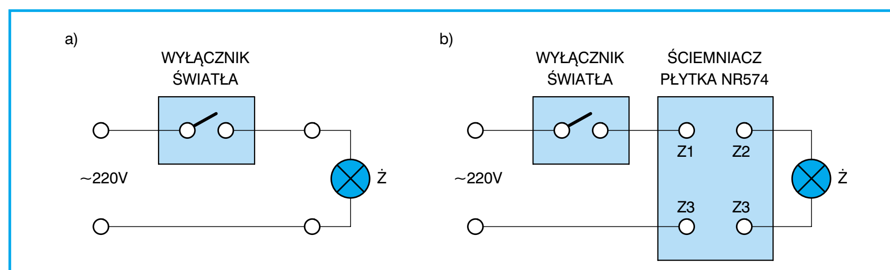
Jeżeli w takim cyklu klawisz w pilocie nie zostanie wciśnięty przez dłużej niż 2 sekundy ściemniacz samoczynnie powróci do cyklu włącz/wyłącz.

Poniżej podajemy kilka uwag dotyczących stosowania pilotów innych niż opisany w artykule. Przy posługiwaniu się fabrycznymi pilotami należy przestrzegać określonych zasad. Przede wszystkim należy unikać dłuższego przytrzymywania klawisza. Kod nadawany przez pilota jest wówczas inny (powtarzany jest tylko fragment kodu). Z tego względu wszystkie wciśnięcia powinny być bardzo krótkie (orientacyjnie takie jak przy przełączaniu kanałów w telewizorze). Jeżeli urządzenie nie reaguje na przypisany mu klawisz należy powtórzyć operację programowania. Istnieje prawdopodobieństwo, że ściemniacz będzie reagował na więcej niż jeden klawisz (wynika to ze zdefiniowanej określonej tolerancji przy korelacji kodu odebranego z zapamiętanym). Można wówczas przypisać inny klawisz przy którym sytuacja taka nie występuje. Poza tym ograniczony zasieg działania promieni podczerwonych powinien zniwelować niedogodności związane z tym zjawiskiem.

Uruchomienie

Przy uruchamianiu układu należy pamiętać o tym że układ zasilany jest bezpośrednio z sieci energetycznej i na wszystkich elementach, włącznie z masą układu, panuje niebezpieczne dla życia napięcie sieci! Należy zachować szczególną ostrożność podczas wszelkich prac przy włączonym urządzeniu!

Po zamontowaniu wszystkich elementów regulatora i sprawdzeniu poprawności montażu przystępujemy do jego uruchomienia. Przy wyjętym układzie US1 włączamy urządzenie do sieci a następnie miernikiem uniwersalnym sprawdzamy (cały czas zachowując szczególną ostrożność) napięcie panujące pomiędzy nóżkami nr 1 i 8 podstawki pod układ US1. Napięcie to powinno wynosić 4,5÷5,5 V. Jeżeli będzie wykraczało poza ten zakres, należy diodę D4 wymienić na inną.



Rys. 7 Sposób podłączenia ściemniacza do domowej instalacji oświetleniowej

Po wykonaniu opisanych powyżej czynności urządzenie jest gotowe do pracy. Ponownie włączamy zasilanie tym razem przy obecności układu US1 na płytce.

Wykaz elementów – Ściemniacz

Półprzewodniki	
US1	– PIC12CE519 z programem „SCM”
V1	– BT 136/500 V
V2	– MOC 3023
D1, D2	– 1N4007
D3	– dioda Zenera 4,7 V/0,5 W
Rezystory	
R1	– 39 Ω/0,125 W
R5	– 100 Ω/0,25 W
R3	– 360 Ω/0,125 W
R2	– 470 Ω/0,125 W
R4	– 680 Ω/0,125 W
R6	– 100 kΩ/0,5 W
R7	– 5,1 MΩ/0,125 W
Kondensatory	
C2	– 47 nF/400 V MKSE-020
C1	– 100 nF/400 V MKSE-020
Kondensatory cd.	
C5	– 100 nF/63 V MKSE-020
C3	– 330 nF/400 V MKSE-020
C4	– 100 μF/16 V
Inne	
WŁ1	– mikrowłącznik
ODB1	– zintegrowany odbiornik podczerwieni
GN1	– gniazdo instalacyjne
płytka drukowana numer 574	

Wykaz elementów – Pilot

Półprzewodniki	
US1, US2	– 555 w wersji CMOS
T1	– BC 337-16
D1, D2	– 1N4148
D3	– LD 271 lub inna nadawcza podczerwieni
Rezystory	
R7	– 1 Ω/0,25 W
R6	– 1 kΩ/0,125 W
R4	– 2,7 kΩ/0,125 W
R3	– 10 kΩ/0,125 W
Rezystory	
R5	– 20 kΩ/0,125 W
R1	– 22 kΩ/0,125 W
R2	– 47 kΩ/0,125 W
Kondensatory	
C3	– 1 nF/400 V MKSE-020
C1, C2, C4	– 47 nF/400 V MKSE-020
Inne	
WŁ1, WŁ2	– mikrowłącznik
BAT	– dwie baterie R3 „AAA„
płytka drukowana numer 575	

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki i zaprogramowane układy PIC 12CE519 z dopiskiem „SCM” można zamawiać w redakcji PE.

Ceny: płytka numer 574 – 3,40 zł
płytka numer 575 – 2,50 zł
PIC 12CE519 SCM – 35,00 zł
+ koszty wysyłki (10 zł).

◊ *T. K.*

„Przedłużacz” do pilota poprawka

W numerze 12/2000 ukazał się krótki artykuł poświęcony elektronicznemu „przedłużaczowi” do pilota. Artykuł ten zawierał dość istotny błąd. Autor pominął w układzie modulator. Bystrzy Czytelnicy zwrócili uwagę na ten oczywisty błąd. Autor także zreflektował się i powiadomił nas o pomyłce, która ujawniła się przy próbie zbudowania przedłużacza. Stare porzekadło mówi, że projekt elektroniczny wykonany na papierze jest mniej wart niż kartka i ołówek przy pomocy których on powstał. Dopiero praktyczna weryfikacja pozwoli na wyeliminowanie czasami oczywistych pomyłek.

Poprawiony schemat układu zamieszczono na rysunku 1. W stosunku do błędnej wersji urządzenie wyposażono w modulator 33 kHz. Zdemodulowane sygnały pilota pojawiające się na wyjściu zintegrowanego odbiornika podczerwieni modulują częstotliwość nośną 33 kHz. Do generacji przebiegu wykorzystano nieśmiertelny układ 555. Dzięki takiemu rozwiązaniu dioda nadawcza podczerwieni emituje sygnał identyczny z sygnałem wysyłanym przez pilota. Może się zdarzyć, że niektóre urządzenia z piotami pracują na nieco wyższej częstotliwości. Jeżeli zasięg sygnału z diody nadawczej przedłużacza będzie zbyt mały najprawdopodobniej winna jest inna częstotliwość modulacji. Można wtedy zmienić nieco częstotliwość generacji przebiegu wytwarzanego przez układ 555.

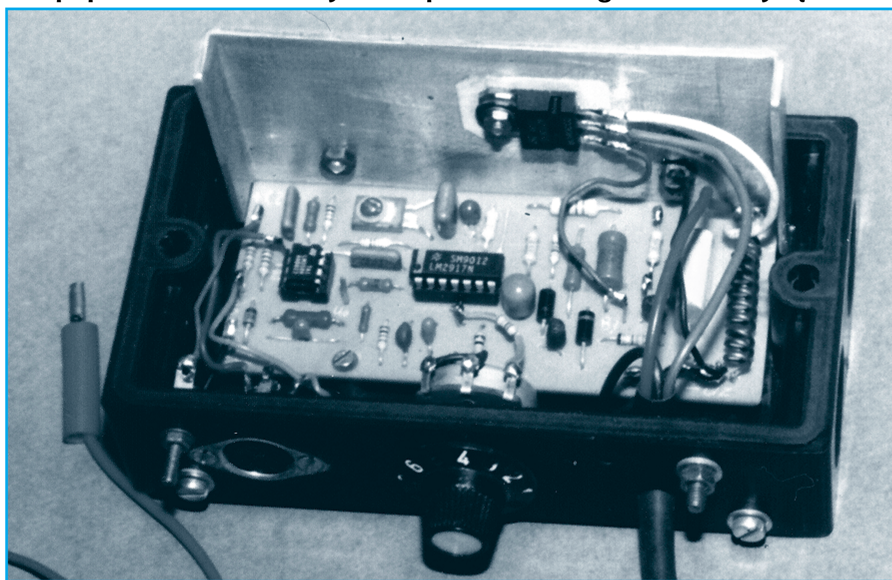
Za ewidentny błąd serdecznie przepraszamy Czytelników.

Rys. 1 Schemat ideowy poprawionego przedłużacza pilota

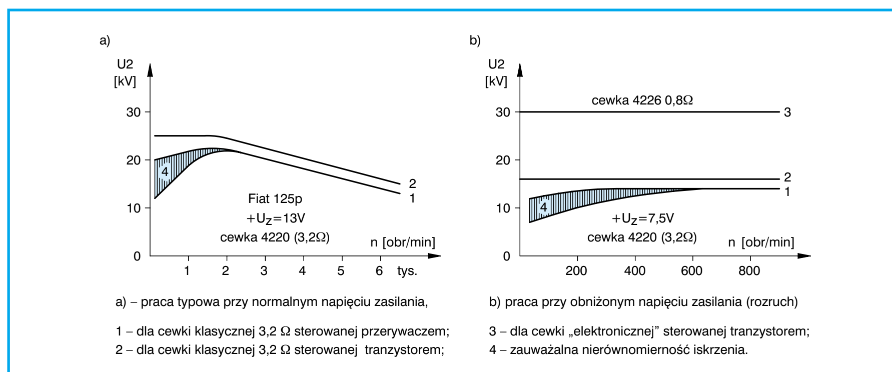
◊ *Redakcja*

Elektroniczny zapłon do samochodu cz. 1

Zapłon tranzystorowy sterowany mikroprocesorem to już reguła od wielu lat w nowo produkowanych samochodach. Istnieje jednak znaczna liczba starszych samochodów i motocykli wyposażonych w klasyczny przerywacz z regulatorem odśrodkowym a nierzadko i bez regulacji kąta zapłonu (silniki dwusuwowe). Zainstalowanie nowoczesnego układu jest najczęściej niemożliwe, a jeżeli już to dość kosztowne. Pozostaje wykonanie w miarę prostego, ale dobrego układu zapłonowego we własnym zakresie. Proponowane elektroniczne urządzenie zapłonowe spełnia wszystkie warunki występują w układach tzw. II generacji, a więc elektroniczny regulator kąta zapłonu, sterowanie bezstykowe, ogranicznik prądu cewki, oraz automatykę samowyłączania prądu cewki, a ponadto nie wymaga użycia, podczas uruchomienia żadnych przyrządów diagnostycznych (stroboskop, obrotomierz, napęd). Dla użytkowników, którzy nie mają zamiaru dłużej eksploatować pojazdu, możliwe jest wykonanie uproszczonych wersji urządzenia tj czujnik bezstykowy z regulatorem odśrodkowym i modułem uproszczonym, lub tylko elektronizacja przerywacza poprzez zbudowanie tylko stopnia końcowego z automatyką.



Czy taka modernizacja poprawnie działającego układu klasycznego ma sens, należy spojrzeć na rys. 1 gdzie podana jest wartość wysokiego napięcia w zależności od obrotów silnika i różnych napięciach zasilania Fiata 125p z klasyczną cewką zapłonową 4220. Mimo, że tranzystor mocy „kradnie" 1 V napięcia zasilania, to napięcie wtórne jest wyższe od klasycznego. Natomiast przy niskim napięciu zasilania (rozruch) i najmniejszych obrotach różnica jest znacznie większa na korzyść zapłonu elektronicznego. Jeśli jeszcze zastosujemy cewkę niskorezystancyjną (tzw „elektroniczną") to już różnica przy rozruchu jest kilkukrotna (linia 3 na rys. 1b).



Rys. 1 Zależność wysokiego napięcia od obrotów silnika w zależności od sterowania

Chcąc jeszcze ułatwić rozruch w zimie można nieco zmniejszyć wstępny kąt wyprzedzenia zapłonu np. z 10° przed ZZ (zwrotem zewnętrznym), do 5÷7,5°, ale to do silników dwucylindrowych i po korekcji ciężarków lub sprężyn (bo obniżenie kąta wstępnego obniża również w sumie kąt dynamiczny). Silniki czterocylindrowe uruchamiają się łatwiej i korekcja kąta wstępnego nie jest potrzebna. Trafne dobranie charakterystyki wyprzedzenia zapłonu (α_z) bardzo zwiększa trwałość silnika. Na przykład: pierwszy rozrząd we fiacie 126p z układem klasycznym „dochodzi" do 25÷35 tys. km, natomiast z regulatorem elektronicznym i charakterystyką „wzorcową" dochodzi do 80÷90 tys. km, a jeśli skorzysta rozrząd to i także silnik. Ponadto pojawią się oszczędności paliwa, wzrost dynamiki i elastyczności silnika (Fiat 126p) no i mniejszy zakres obsługi po wyeliminowaniu przerywacza. Jeśli zastosuje się zapłon z czujnikiem przy wale korbowym to właściwie nie wymaga on obsługi.

Aby te wszystkie zalety były zauważalne, układ elektroniczny i mechaniczny musi być wykonany bardzo solidnie. Niską ocenę zapłonom elektronicznym wystawili użytkownicy gaźnikowych Polonezów, co wywołało ogólną niechęć i wręcz „strach" przed montażem układów elektronicznych. Znam przypadki „wyrzucania" elementów układu elektronicznego, a instalowania układów klasycznych w warsztatach usługowych. Ale w tym przypadku zawinili producenci, którzy nie potrafili zaprojektować i solidnie wykonać prostych elementów takich jak ulegające zawilgoceniu moduły GLU8 i niestabilne mechanicznie aparaty zapłonowe z pękającymi twardymi przewodami i awaryjnymi cewkami w czujniku.

Dążąc do tego by przy uruchomianiu i diagnostyce nie były potrzebne przyrządy do zdejmowania charakterystyk, najlepiej nadaje się skokowy system zmiany punktu zapłonu z czujnikami optoelektronicznymi (mają małe wymiary), umie-

szczonymi wraz z przesłoną przy kole pasowym wału korbowego.

Aby się przekonać o przydatności takiego systemu, zbudowałem najpierw czujnik 3–stopniowy w aparacie zapłonowym Fiata 126p i okazało się, że w praktyce nie da się odróżnić pracy silnika od systemu z regulatorem płynnym. Dużym udogodnieniem w elektronicznym układzie zapłonowym jest obecność potencjometru do regulacji dynamicznego kąta zapłonu, pozwala on na jakby na „dostrojenie” się silnika w zależności od warunków (paliwo, obciążenie itp.).

Układ elektryczny i zasada działania

Schemat modułu zapłonowego w pełnej wersji przedstawiony jest na rys. 2 a czujników podstawowych na rys. 3. Zasadę działania (w wersji 6–stopniowej) przedstawia rys 4.

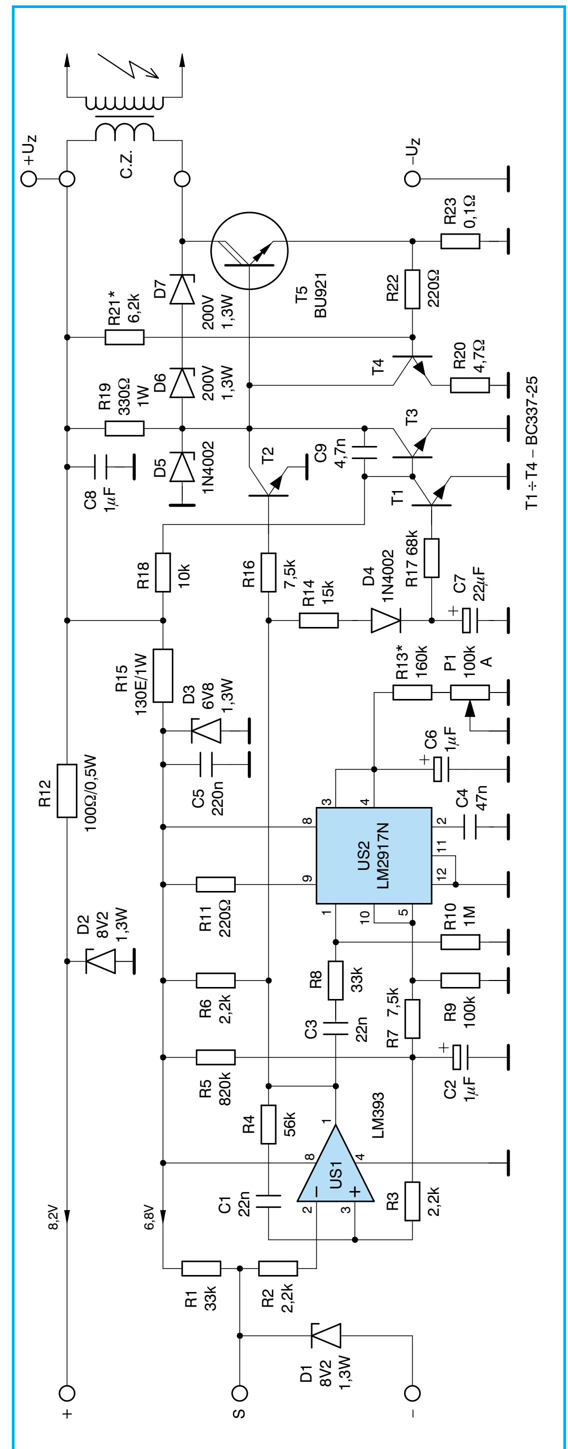
W chwili, gdy przesłona znajduje się poza czujnikiem, wszystkie fototranzystory są w stanie nasycenia, na wyjściu czujnika w punkcie S i na wejściu komparatora US1 napięcie ma poziom niski i wynosi ok. 0,1÷0,15 V. Na drugim wejściu (nieodwracającym) komparatora napięcie odniesienia (U_o) wynosi ok. 0,8 V, a na wyjściu komparatora jest stan wysoki, toteż przez rezystor R16 zostaje wysterowany tranzystor T2 blokując bazę tranzystora mocy T5. Przez cewkę zapłonową nie płynie prąd. Gdy przednia krawędź przesłony wchodzi w szczelinę kolejnych transoptorów od FT1 począwszy, nic się nie zmienia aż do momentu gdy zaciemniony będzie fototranzystor FT6 i przejdzie w stan nieprzewodzenia (odcięcia), wówczas napięcie w punkcie S czujnika przekroczy 0,8 V (punkt A rys. 4a) osiągając poziom zbliżony do $+U_{cc}$.

W tym czasie następuje zmiana napięcia na wyjściu komparatora osiągając prawie 0, tranzystor T2 zostaje zablokowany a tranzystor T5 wysterowany przez rezystor R19. Przez cewkę zapłonową płynie prąd o wartości zależnej od ustawienia ogranicznika wysterowania T4. Układ ogranicznika jest trochę nietypowy, ponieważ ma „wspomaganie” od napięcia zasilania rezystorem R21. Zmniejszając rezystor R20 można uzyskać dowolną charakterystykę ograniczania (wzrastającą lub opadającą), mniejsze straty napięcia i mocy na rezystorze R23, a także wygodną regulację prądu cewki (I_m) poprzez dobór rezystora R21. Gdy tylna krawędź przesłony zaczyna wychodzić ze szczeliny czujnika, najpierw odsłonięty zostaje fototranzystor FT1, który przechodzi w stan nasycenia, w punkcie S czujnika napięcie spada do wartości wynikającej z dzielnika R1 modułu i R103 czujnika (tu UFT1 = 3,8 V, rys. 4).

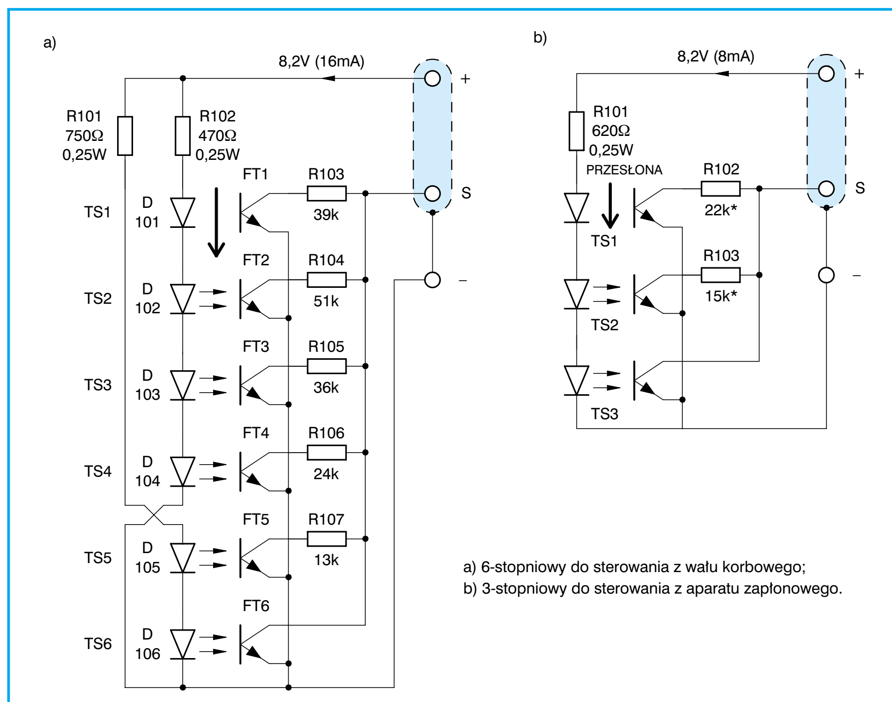
Ponieważ na wejściu 3 komparatora nadal napięcie (U_o) wynosi 0,8 V, stan wyjścia komparatora się nie zmienia. Gdy zostaje odsłonięty drugi fototranzsytor (FT2) napięcie w punkcie S spada do wartości wynikającej z dzielnika R1 i R103 oraz R104 połączonego równolegle (tu 2,8 V), tworząc drugi „schodek” i tak dalej aż odsłonięty zostanie fototranzystor FT6 (punkt B rys. 4a). W obwodzie kolektora tego fototranzystora nie ma rezystora i napięcie w punkcie S spadnie do 0,1÷0,15 V (U_{Cesat}), zmieni się stan na wyjściu komparatora na wysoki, tranzystor T2 przejdzie w stan nasycenia a tranzystor mocy T5 zostanie zablokowany przerywając przepływ prądu I_m cewki zapłonowej. Wyłączenie prądu jest bardzo szybkie, toteż wytworzy się impuls SEM samoindukcji na uzwojeniu pierwotnym o wartości ok. 400 V (ograniczonej przez diody D6 i D7) i czasie trwania ok. 30μs. W tym samym czasie w uzwojeniu wtórnym wygeneruje się impuls wysokiego napięcia o wartości wynikającej z przekładni zwojowej cewki, osiągając 25÷45 kV bez obciążenia.

Jest to faza pojemnościowa wyładowania iskrowego (rys. 5a, b) i ma kolor niebieskawy jeśli przerwa na iskierniku będzie duża (20÷30 mm w zależności od cewki). Następnie wyładowanie przechodzi w fazę indukcyjną trwającą 1÷3 ms w zależności od prądu I_m oraz przerwy iskrowej i sprawności cewki. Aby otrzymać typowy czas wyładowania należy zmniejszyć przerwę iskrową do 6÷8 mm, a typowym kolorem fazy indukcyjnej jest pomarańczowy. Przyjęło się mylne twierdzenie, że iskra niebieska jest „dobra” a pomarańczowa „zła”. Przy dużej przerwie iskrowej faza pojemnościowa jest wysoka, faza indukcyjna krótka, więc dominuje kolor niebieskawy. Przy małej przerwie, faza pojemnościowa jest niska a faza indukcyjna długa, więc dominuje kolor pomarańczowy.

Silnik pracuje coraz szybciej i od około 800 obr/min zaczyna wzrastać napięcie odniesienia (U_o) tachometru. Gdy osią-



Rys. 2 Schemat ideowy modułu zapłonowego



Rys. 3 Schematy czujników wielostopniowych

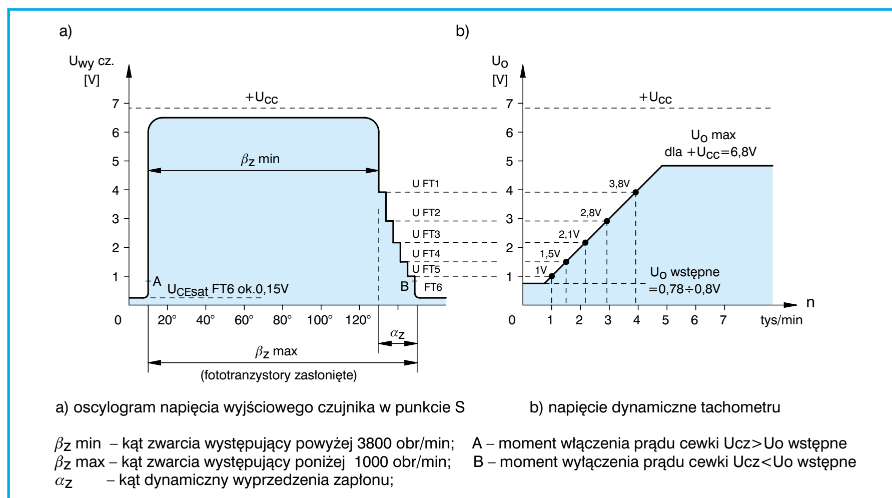
gnie ono ok. 1 V, przełączenie komparatora oraz wyłączenie I_m nastąpi w momencie odsłonięcia fototranzystora FT5, osiągnie 1,5 V. Wyłączenie I_m nastąpi w momencie odsłonięcia FT4 itd. do FT1 przyspieszając moment zapłonu o wartości kątowe równe odległościom kątowym transoptorów. Elementy C1, R4 tworzą dodatnie sprzężenie zwrotne niezbędne do szybkiego przełączania komparatora na kolejnych „schodkach".

Włączenie stacyjki na dłuższy czas (np. przy naprawach instalacji), gdy silnik zatrzymany jest w zakresie kąta zwarcia, groziłoby przegrzaniem tranzystora mocy lub cewki zapłonowej, dlatego potrzebne jest automatyczne blokowanie tranzystora mocy. Działanie automatyki jest następujące: przy uruchamianiu silnika już od pierwszego impulsu z komparatora ładuje się kondensator C7 do wartości ok. 3 V wprowadzając tranzystor T1 w stan nasycenia blokując bazę T3. Tranzystor T3 nie przewodzi i nie ma wpływu na wysterowanie tranzystora mocy T5. Gdy silnik jest nieruchomy brak jest impulsów ładujących kondensator C7 a wówczas rozładowuje się on powoli przez rezystor R17 i złącze B–E tranzystora T1 w ciągu ok. 4 s aż do momentu gdy T1 przestanie przewodzić. Wówczas przez rezystor R18 zostanie wysterowany tranzystor T3, który przechodzi w nasycenie blokując tranzystor mocy T5. Aby blokowanie nie było za szybkie i nie powodowało wyładowanie iskrowego, zastosowany jest kondensator C9. Gdyby silnik ustawił się poza kątem zwarcia to na wyjściu komparatora będzie stan wysoki i T1 będzie nasycony natomiast T3 zablokowany, ale blokowanie tranzystora mocy nastąpi przez tranzystor T2 wysterowany z tego samego wyjścia komparatora. W początkowych wersjach urządzenia automatyka była prostsza (bez T1 i T3) z kondensatorem, diodą i rezystorem w obwodzie bazy T2, ale miała duży wpływ na elementy stopnia mocy, ograniczony zakres i nie eliminowała wyładowania iskrowego w momencie włączania zasilania.

Napięcie wyjściowe tachometru US2 nie musi być ustawione na 3 V przy 3000 obr/min (silnik 2–cylindrowy), ale tak jest wygodnie dla orientacji gdy układ będzie zestrajany bez użycia obrotomierza zewnętrznego i przy pomocy sieci 50 Hz. Tachometr wyzwalany jest z wyjścia komparatora poprzez elementy C3 i R8. Chociaż napięcie wyjściowe pobiera się z końcówek 5 i 10, (nachylenie charakterystyki liniowej) to reguluje się je elementami R13 i P1. Zwiększając rezystancję potencjometru P1 zwiększamy nachylenie charakterystyki dynamicznej U_o a tym samym wyprzedzenie ogólne α_z. Napięcie U_o maksymalne jest o ok. 2 V niższe od napięcia zasilania. W początkowych wersjach modułu napięcie $+U_{cc}$ wynosiło 8,2 V a wtedy regulator zapłonu pracował prawidłowo od 10 V zasilania ($+U_z$) wzwyż.

Zdarzało się jednak, że przy rozładowanym akumulatorze i włączonych światłach głównych (Fiat 126p z prądnicą) silnik pracował nierówno aż do podładowania akumulatora podczas jazdy. Po zmierzeniu napięcia w miejscu zasilania modułu (z włączonymi światłami i przepływie I_m) wynosiło ono 9 V a więc za mało. Dlatego napięcie $+U_{cc}$ (mimo że nie zalecane dla układu LM 2917) obniżyłem do 6,8 V i kłopoty zniknęły. Taka sytuacja występuje tylko we Fiacie 126p z prądnicą a dla innych samochodów napięcie $+U_{cc}$ można podnieść do 7,5 V (ale wtedy rezystory czujnika i R1 modułu będą miały inne wartości). Po obniżeniu $+U_{cc}$ do 6,8 V regulator pracuje poprawnie od 8 V a przy rozruchu prawidłowe sterowanie tranzystora mocy odbywa się już przy $+U_z=4$ V.

Jeśli ktoś ma zamiar wykonać układ tzw. generacji czyli pojedynczy transoptor z regulatorem odśrodkowym, to może wykonać „pełny" moduł a tylko wyjąć układ scalony US2, ale może też nie mon-



Rys. 4 Zasada działania skokowego regulatora zapłonu

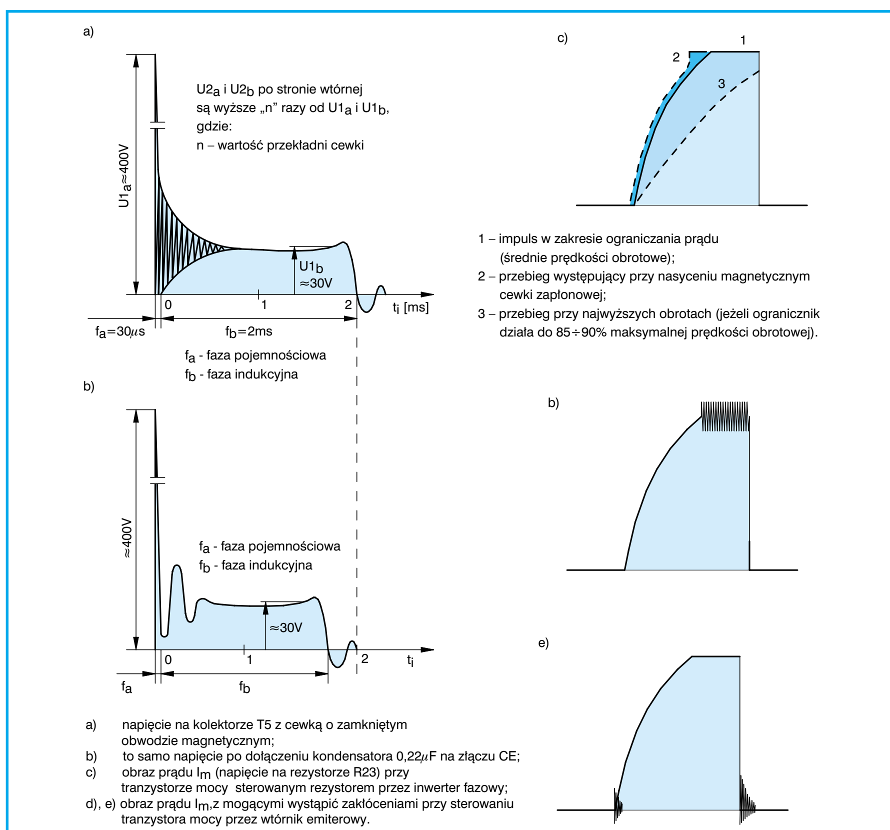
tować elementów tachometru. Niezbędne elementy takiego rozwiązania przedstawia rys. 6a.

Jeśli ktoś chce wykorzystać tylko stopień mocy do współpracy z przerywaczem to może skrócić płytkę usuwając fragment z komparatorem i tachometrem a jeśli w samochodzie pozostanie cewka klasyczna, to może też zrezygnować z elementów ogranicznika I_m. Kondensator C_p należy usunąć bo opóźnia zapłon a mała wartość rezystora R301 jest niezbędna do samooczyszczania się styków przerywacza (rys 6b).

Jeśli jako tranzystor mocy T5 zastosujemy BU 921 lub 931 z literką Z to zbędne są diody D6 i D7. Tranzystory te mają wewnętrzne zabezpieczenie przepięciowe na poziomie 350÷500 V. Jeśli ktoś miałby kłopot z nabyciem monolitycznego tranzystora wysokiego napięcia ($\beta \approx 10$; $U_{ce0} \approx$ 400 V; $I_c \approx 10$ A) np. BUT 54 zgodnie z rys 7 a.

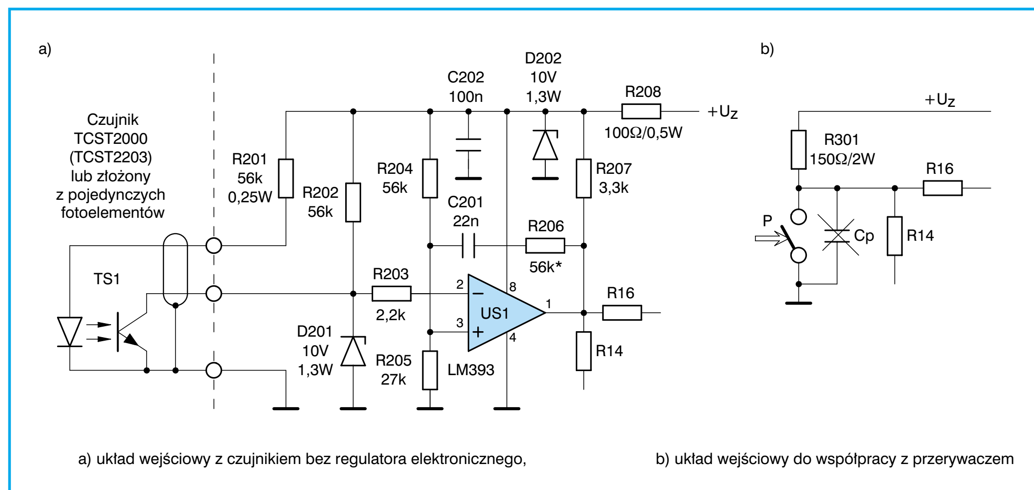
Unikać trzeba jednak tranzystorów pracujących w stopniach odchylania linii lub zasilaczach impulsowych gdyż z reguły mają małe wzmocnienie, rzędu 4÷6 przy 5 A. Wskazane będzie też zmniejszenie rezystora R19 do 180÷200 Ω/2 W ponieważ taka „para" daje w sumie $\beta \approx 100$ (a monolityczne darlingtony mają $\beta = 200 \div 700$). Jeśli ktoś chciałby zamiast stabilizatorów diodowych zastosować wspólny stabilizator szeregowy, to należy koniecznie zamontować (równolegle do C8) warystor 20÷30 V lub diodę Zenera dużej mocy, bo inaczej moduł będzie nieodporny na przepięcia w sieci zasilającej o wartości ±300 V. Tranzystor szeregowy (rys. 7b) tak dużej mocy dobrany jest nie do obciążenia a do uzyskania jak najmniejszego spadku napięcia na złączu CE.

Po zmianie napięcia zasilania czujnika trzeba przeliczyć rezystory R101 i R102 zakładając spadek napięcia na diodach (D101÷106) 1,05÷1,1 V i prąd w granicach 8 mA. Zastosowanie stabilizatora szeregowego pozwala na zmniejszenie prądu spoczynkowego o ok. 80 mA przy U_z=14 V. Całkowite straty stabilizatorów diodowych wynoszą do 1,5 W, natomiast ze stabilizatorem szeregowym do 0,35 W. Płytka montażowa przedstawiona na rys. 8 przystosowana jest do montażu w hermetycznej obudowie wyłącznika termicznego (fotografia na wstępie artykułu). Obudowa znajduje się w prawej osłonie wlotu powietrza nad cewką zapłonową (we Fiacie 126p). Natomiast sama płytka jest przystosowana do montażu stabilizatorów diodowych jak i stabilizatora szeregowego.

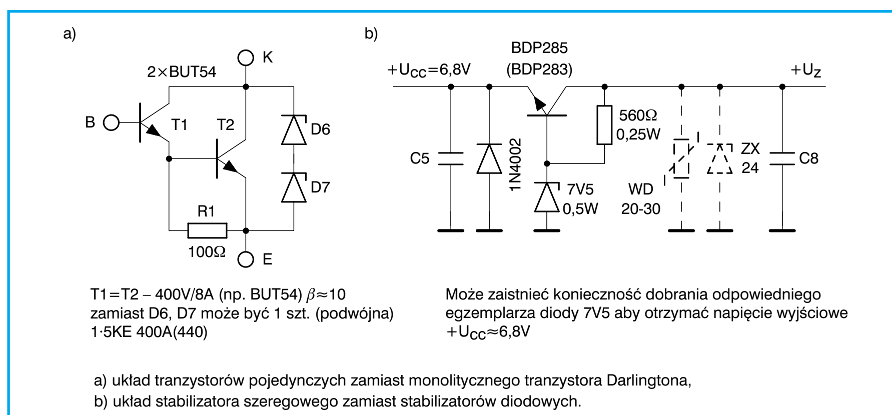


Rys. 5 Przebiegi napięć i prądów w stopniu końcowym

Do samochodów innych niż Fiat 126p najlepiej użyć obudowy aluminiowej wykorzystanej jednocześnie jako radiator. Jeśli cewka zapłonowa pozostanie „klasyczna" a tranzystor mocy w obudowie T03 to radiator jest zbędny, ale jeśli w obudowie TO218 lub TO220, to trzeba założyć mały radiatorek z blachy aluminiowej o pow. 6÷8 cm² (bez podkładki izolacyjnej). Jeśli będzie zastosowana cewka 1,5 Ω i silnik 2–cylindrowy to potrzebny będzie radiator o pow. ok. 70 cm² (jeśli blacha Al 1,5÷2 mm). Jeśli będzie cewka 0,6÷0,8 Ω i silnik 4–cylindrowy to zalecany będzie radiator żebrowany o wadze ok. 200 g (Al) lub obudowa Al o podobnej wadze. Tranzystor mocy wtedy najlepiej izolować od radiatora (a radiator połączyć z masą) bowiem jego duża powierzchnia może mieć niekorzystny wpływ na pracę

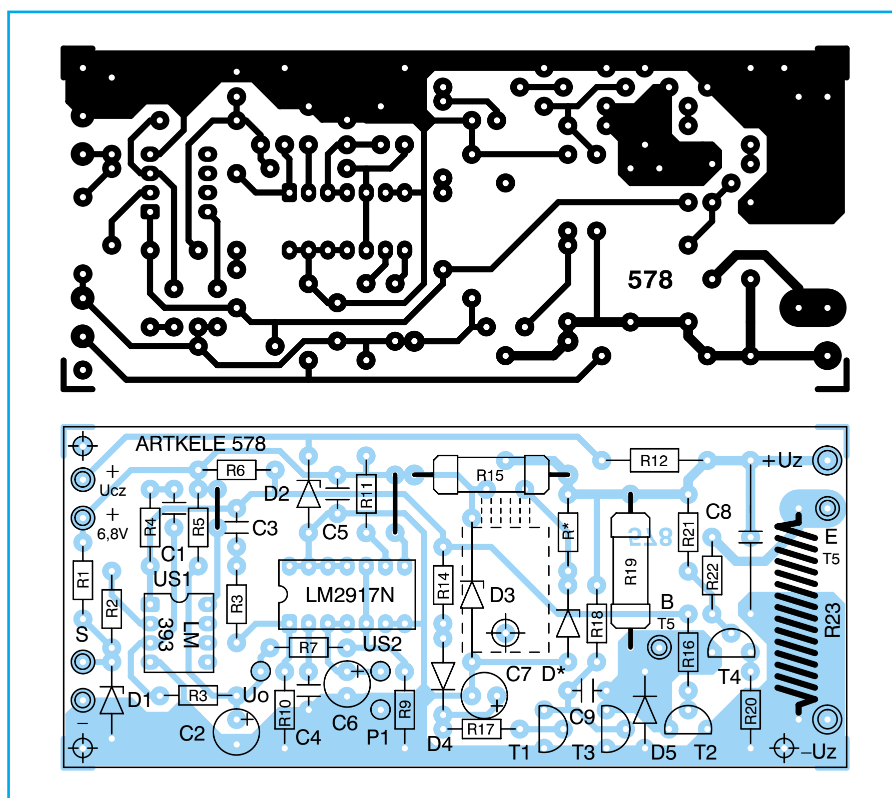


Rys. 6 Schematy wersji „skróconych"

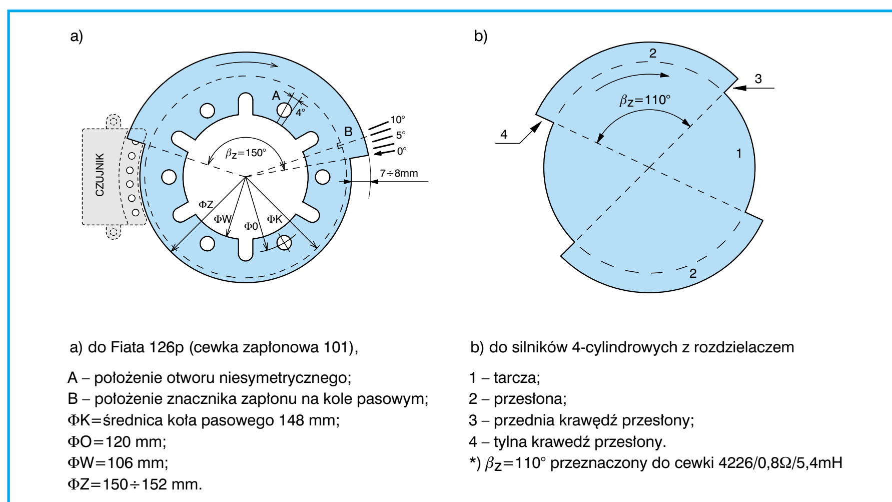


a) układ tranzystorów pojedynczych zamiast monolitycznego tranzystora Darlingtona,
b) układ stabilizatora szeregowego zamiast stabilizatorów diodowych.

Rys. 7 Schematy układów zastępczych



Rys. 8 Płytka drukowana i rozmieszczenie elementów



a) do Fiata 126p (cewka zapłonowa 101),

A – położenie otworu niesymetrycznego;
B – położenie znacznika zapłonu na kole pasowym;
ΦK=średnica koła pasowego 148 mm;
ΦO=120 mm;
ΦW=106 mm;
ΦZ=150÷152 mm.

b) do silników 4-cylindrowych z rozdzielaczem

1 – tarcza;
2 – przesłona;
3 – przednia krawędź przesłony;
4 – tylna krawędź przesłony.
*) β_Z=110° przeznaczony do cewki 4226/0,8Ω/5,4mH

Rys. 9 Koło sygnałowe do sterowania z wału korbowego

regulatora zapłonu. Tranzystora mocy w obudowie TO3 nie należy wystawiać na zewnątrz obudowy bo zawilgotnieje.

Jeśli obudowa nie ma konstrukcji hermetycznej to przed ostatnim zamknięciem trzeba obrzeża pokrywki pokryć silikonem. Diody zabezpieczające D6 i D7 najlepiej montować bezpośrednio na końcówkach tranzystora mocy.

Ciąg dalszy w następnym numerze.

Wykaz elementów

Półprzewodniki

US1	**– LM 393N (lub odpowiednik)**
US2	**– LM 2917N**
T1÷T4	**– BC 337-25 lub β=200÷300**
T5	**– BU 921 (Z, P, R, H); 931 (Z, P, F, I); BU 323 (A, P); BUX 37**
D1, D2	**– BZX 85C 8V2 1÷1,3 W**
D3	**– BZX 85C 6V8 1÷1,3 W**
D4, D5	**– BZX 401 lub odpowiednik**
D6, D7	**– BZYP 01 C200; BZX 85 C200;**

Rezystory

R23	**– 0,1 Ω drutowy 2÷5 W**
R20	**– 4,7 Ω/0,125 W**
R12	**– 100 Ω/0,5 W**
R15	**– 130 Ω/1 W**
R11, R22	**– 220 Ω/0,125 W**
R19	**– 330 Ω/1 W**
R2, R3, R6	**– 2,2 kΩ/0,125 W**
R21	**– 6,2 kΩ/0,125 W (dobierany)**
R7, R16	**– 7,5 kΩ/0,125 W**
R18	**– 10 kΩ/0,125 W**
R14	**– 15 kΩ/0,125 W**
R1, R8	**– 33 kΩ/0,125 W**
R4	**– 56 kΩ/0,125 W**
R17	**– 68 kΩ/0,125 W**
R9	**– 100 kΩ/0,125 W**
R13	**– 160 kΩ/0,125 W (dobierany)**
R5	**– 820 kΩ/0,125 W**
R10	**– 1 MΩ/0,125 W**
P1	**– 100 kΩ–A dowolny**

Kondensatory

C9	**– 4,7 nF/50 V MKSE-020**
C1, C3	**– 22 nF/50 V MKSE-020**
C4	**– 47 nF/50 V MKSE-020**
C5	**– 220 nF/50 V MKSE-020**
C8	**– 1 μF/250 V MKSE-020**
C2, C6	**– 1 μF/16÷25 V tantalowy**
C7	**– 22 μF/16÷25 V tantalowy**

Inne

płytka drukowana numer 578

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki można zamawiać w redakcji PE.

Cena: płytka numer 578 – 4,90 zł
+ koszty wysyłki (10 zł).

◇ Stefan Roguski

Kaskadowy wzmacniacz słuchawkowy

Już w latach sześćdziesiątych nasz znany pisarz science-fiction Stanisław Lem w jednym z opowiadań pisał o szeregowym i równoległym „pocieraniu" się robotów. „Pocieranie" miało na celu produkowanie życiodajnej energii elektrycznej. W poniższym artykule proponujemy szeregowe połączenie wzmacniaczy słuchawkowych nie wymagające „pocierania". Ta przydatna zabawka pozwala każdemu podłączyć się do źródła muzyki. W ten prosty sposób liczba słuchaczy może być prawie nieograniczona.

Przenośne źródła dźwięku robią oszałamiającą karierę. Praktycznie każdy młody człowiek ma na swoim stanie walkmana, discmana, odtwarzacz MP3 lub miniaturowe radio FM wielkości połowy pudełka zapałek. Wszystkie te urządzenia posiadają wyjście słuchawkowe. Sprawia to, że odbiór muzyki, bo ona głównie jest słuchana, jest możliwy tylko przez jedną osobę. Chcąc przekazać wrażenia lub podzielić się swoim nagraniem z kimś innym trzeba wyjąć z uszu słuchawki i rzucić sakramentalne: „masz posłuchaj". Jest to niewygodne i niehigieniczne. Rozwiązaniem tego problemu może być układ wzmacniacza słuchawkowego przeznaczony do szeregowego połączenia odbiorców muzyki. Schemat połączeń wzmacniaczy słuchawkowych przedstawiono na rysunku 1.

Posiadacz źródła dźwięku wyposażony jest w swój wzmacniacz słuchawkowy posiadający dwa gniazda wyjściowe. Jedno z nich przeznaczone jest do podłączenia słuchawek a drugie do podłączenia kolejnego wzmacniacza. W ten sposób na wzór łańcuszka „Świętego Antoniego" można połączyć ze sobą sporą grupę melomanów. W praktyce przetestowany został łańcuszek trzech osób, ale liczba ta może być dużo większa rzędu dwudziestu osób a może i więcej. Teraz zamiast słów „masz posłuchaj" można powiedzieć: „masz podłącz się i posłuchajmy razem".

Każdy ze wzmacniaczy posiada niezależną regulację głośności zapewniającą komfort użytkowania. W praktyce można z niej zrezygnować, co ułatwi budowę urządzenia dobierając doświadczalnie stały poziom głośności, zdając się na regulacje prowadzone przez posiadacza źródła dźwięku. O dobieraniu stałego poziomu głośności przedstawiono kilka wskazówek w dalszej części artykułu.

Schemat ideowy układu wzmacniacza słuchawkowego zamieszczono na rysunku 2. Na wejściu układu znajduje się separator w postaci wtórnika emiterowego T1. Z uwagi na bardzo niskie napięcie zasilania polaryzacja tranzystora T1 musi zapewniać poprawną pracę wtórnika przy najniższym możliwym napięciu wynoszącym 1,8 V. W tym przypadku napięcie na emiterze T1 ma wartość 0,6 V co gwarantuje uzyskanie wystarczającej dynamiki sygnału.

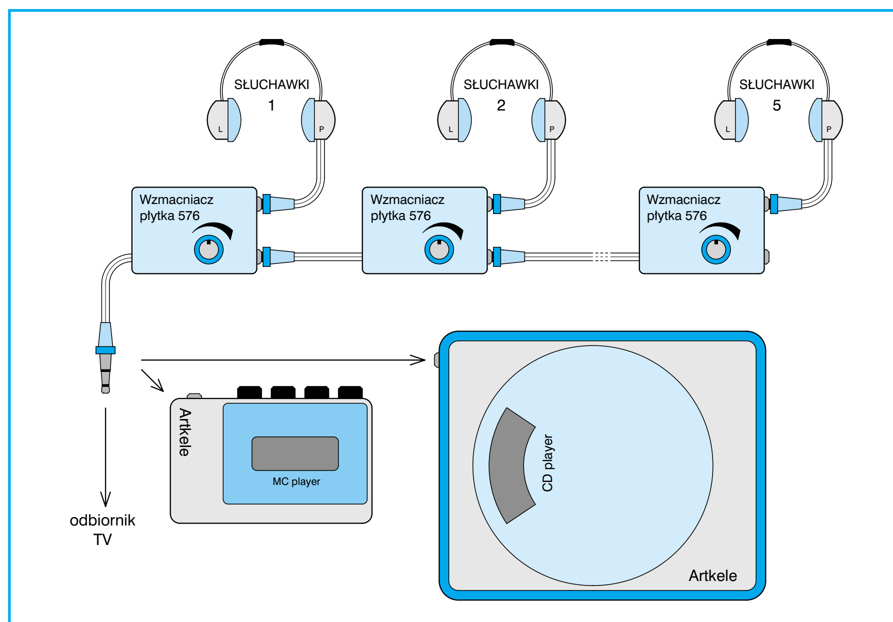
Z wyjścia wtórnika emiterowego sygnał zostaje wyprowadzony na gniazdo wyjściowe przeznaczone do podłączenia kolejnego wzmacniacza słuchawkowego. Tym sposobem strata amplitudy sygnału jest niewielka i nie przekracza 1÷2%. Licząc procentem składanym za dziesiątym, w połączeniu szeregowym, wzmacniaczem strata amplitudy wynosi w najgorszym przypadku 20% a za dwudziestym wzmacniaczem 34%, czyli ok. 3 dB, co jest praktycznie niezauważalne. Podobnie sprawa ma się ze zniekształceniami, które także nie ulegają istotnemu zwiększeniu.

Z wtórnika emiterowego sygnał kierowany jest do potencjometru regulacji głośności P1 i dalej do wzmacniacza mocy US1. Zastosowano tu dość stary układ wzmacniacza. Posiada on jednak kilka istotnych zalet do jakich należy zaliczyć niską cenę, dostępność i możliwość pracy przy napięciu minimalnym 1,8 V. Szczególnie ta ostatnia cecha predysponuje zastosowany wzmacniacz mocy. Minimalne napięcie 1,8 V nie jest przypadkowe, tyle wynosi napięcie zupełnie rozładowanych baterii i akumulatorów.

Na wyjściu wzmacniacza umieszczony został układ korekcji impedancji obciążenia w funkcji częstotliwości, nazywany także układem Zobla. Składa się on z szeregowo połączonych: kondensatora C6 i rezystora R6.

Do wzmacniacza można dołączyć dowolne słuchawki, których impedancja zawiera się w zakresie od 4 do 32 Ω. Warto zauważyć, że im niższa impedancja słuchawek, tym większa będzie dostępna moc wyjściowa.

Nowocześniejsze rozwiązania wzmacniaczy małej mocy przeznaczonych do pracy przy niskich napięciach zasilających opierają się na tranzystorach MOSFET, tzw. wzmacniacze rail to rail. Wzmacniacze te charakteryzują się niewielkim napięciem nasycenia tranzystorów końcowych, zapewniając tym samym większą, dostępną na wyjściu amplitudę sygnału. Drugim kierunkiem stosowanym przy produkcji wzmacniaczy małych mocy jest stosowanie bootstrapowania (czyli zwiększa-



Rys. 1 Schemat szeregowego połączenia wzmacniaczy słuchawkowych

nie) napięcia zasilającego przy pomocy pomp kondensatorowych. Niestety układy te jako nowości są dość drogie i trudnodostępne, a większość z nich produkowana jest tylko w obudowach do montażu powierzchniowego.

W tabeli 1 zestawiono moce wyjściowe wzmacniacza TDA 2822M dla różnych napięć zasilania i różnych impedancji słuchawek.

Tabela 1 – Moce wyjściowe wzmacniacza TDA 2822M f=1 kHz, h=10%

Napięcie zasilania	Impedancja słuchawek	Moc wyjściowa
[V]	[Ω]	[mW]
6,0	32	120
4,5	32	60
3,0	32	20
2,0	32	5
6,0	16	220
6,0	8	380
6,0	4	650
4,5	4	320
3,0	4	110

Rozpatrzmy przypadek napięcia zasilającego 3,0 V i impedancji słuchawek 4 Ω. Dla tych wartości napięcie skuteczne na obciążeniu będzie miało wartość:

$$U_{sk} = \sqrt{P \cdot R} \approx 0{,}66\ V$$

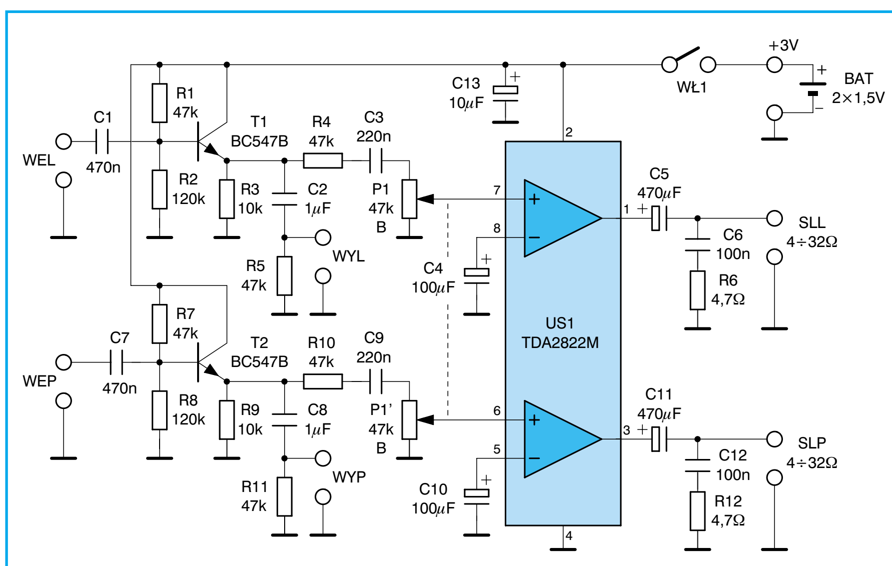
Zatem wartość międzyszczytowa napięcia wyjściowego będzie wynosiła:

$$U_{ss} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{sk} \approx 1{,}88\ V$$

Tak wiec z napięcia 3,0 V pozostaje wartość 1,1 V na napięcie nasycenia i wysterowanie tranzystorów końcowych. Wydaje się, że wartość ta jest niewielka ale jednocześnie jest ona w zupełności wystarczająca przy odpowiedniej konstrukcji (topologii) wzmacniacza, o czym można się przekonać analizując jego schemat wewnętrzny (rys. 3).

Stopień wejściowy zrealizowano na tranzystorach T4, T5 i T6. Rozwiązanie to jest klasyczne w obciążeniu umieszczono źródło prądowe T3 i D2, a w emiterach wzmacniacza różnicowego znajduje się kolejne źródło prądowe I1. Rezystory R2 i R3 zamykają pętle wewnętrznego sprzężenia zwrotnego ustalając wzmocnienie wzmacniacza na ok. 39 dB. Polaryzacja wejścia odwracającego zapewniona jest przez kolejne źródło prądowe T2, D1, co zapewnia na wyjściu napięcie o ok. 0,3 V niższe od połowy napięcia zasilania.

Kolejnym stopniem wzmacniacza jest drajwer T7, obciążony źródłem prądowym I2 i diodą kompensacji temperaturowej D5. Pozostałe elementy to stopień końcowy. Odtwarzanie dolnej połówki przebiegu zapewniają tranzystory T8, T9 i T10. T8 i T9 tworzą kombinowany układ Darlingtona, dając w efekcie tranzystor p-n-p. W takim układzie spadek napięcia na końcowym tranzystorze T9 nie przekracza 0,3 V. Taką samą wartość ma minimalne napięcie na kolektorze T7, co jest „zagwarantowane” układem przesuwania poziomu I3, D3, D4 i T10. Tak więc w sposób dość prosty można uzyskać bardzo małą wartość napięcia nasycenia dolnego tranzystora stopnia mocy.



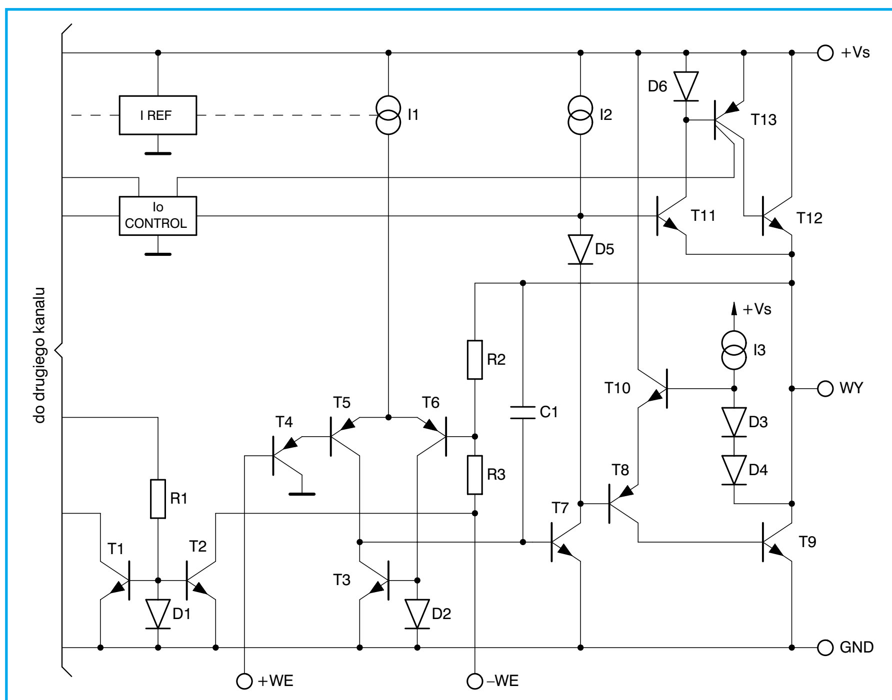
Rys. 2 Schemat ideowy szeregowego wzmacniacza słuchawkowego

Górny tranzystor wymaga nieco więcej „zachodu”. Oprócz normalnej pracy posiada on układ stabilizacji prądu spoczynkowego, niezbędny do zminimalizowania zniekształceni występujących podczas przełączania się tranzystorów górnego i dolnego T9 i T12. W układzie stabilizacji prądu spoczynkowego bierze udział tranzystor T11 i T13. Ten drugi posiada układ podziału prądu wykonany w postaci podwójnego kolektora. Minimalny spadek napięcia na tranzystorze T13 wynosi ok. 0,2 V, natomiast spadek napięcia na złączu baza-emiter T12 jest rzędu 0,6 V. Daje to razem 0,8 V.

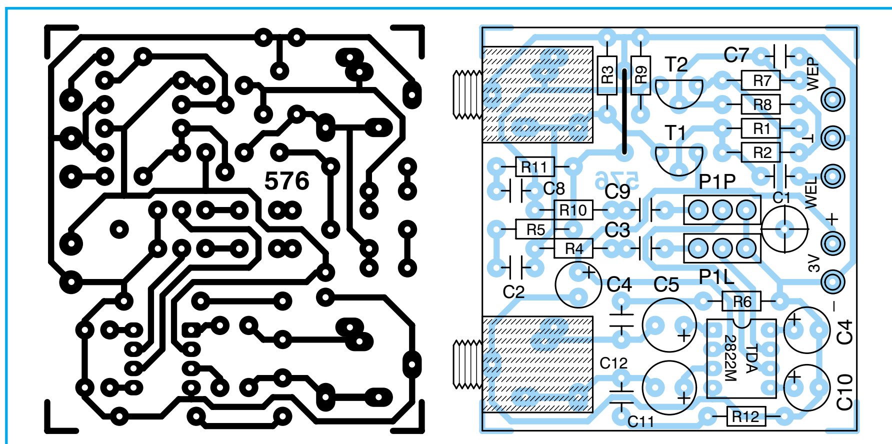
Dodając oba spadki napięcia, na górnym i dolnym tranzystorze stopnia końcowego otrzymuje się wartość ok. 1,1 V obliczoną na wstępie. Teraz już jest jasne dlaczego napięcie wyjściowe nie wynosi dokładnie połowę napięcia zasilania, lecz jest od niego niższe o ok. 0,3 V. Przy takiej wartości napięcia wyjściowego otrzymuje się maksymalną amplitudę sygnału wyjściowego.

Cały wzmacniacz słuchawkowy można zmieścić w niewielkiej obudowie o symbolu ZXXIII. Jej zewnętrzne wymiary wynoszą 60×85×23 mm. W obudowie zmieszczą się także dwie baterie 1,5 V typu AA (R6). Stereofoniczne gniazda przeznaczone do podłączenia słuchawek i kolejnego wzmacniacza wlutowane są w płytkę drukowaną, podobnie jak przewód zakończony miniaturową wtyczką stereofoniczną. Do włączania zasilania przeznaczony jest wyłącznik WŁ1 znajdujący się poza płytką drukowaną.

Jak już wcześniej wspomniano wzmacniacz posiada regulację głośności. Można z niej jednak zrezygnować. W takim przypadku należy wlutować dwa rezystory pomiędzy masę a wejścia nieodwracające wzmacniacza US1 (skrajne otwory w prostokątnych ramkach oznaczone jako P1P i P1L). Ponadto konieczne jest zwarcie ze sobą pól środkowego i dolnego w ramce (rys. 4). Powstanie wtedy dzielnik napięciowy składający się z R4 i dodatkowego rezystora. Wartość rezystora należy dobrać doświadczalnie z uwagi różne wartości efektywności (sprawności akustycznej) słuchawek. Dobierając wartość rezystora można porównywać głośność bezpośrednio na wyjściu źródła dźwięku i na wyjściu wzmacniacza, dążąc do uzyskania jednakowych głośności. Orientacyjna wartość rezystora wynosi 4,7 kΩ.



Rys. 3 Schemat wewnętrzny jednego kanału monolitycznego wzmacniacza mocy TDA 2822M



Rys. 4 Płytka drukowana i rozmieszczenie elementów

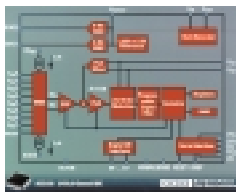
Wykaz elementów	
Półprzewodniki	
US1	– TDA 2822M
T1, T2	– BC 547B
Rezystory	
R6, R12	– 4,7 Ω/0,25 W
R3, R9	– 10 kΩ/0,125 W
R1, R4, R5, R7, R10, R11	– 47 kΩ/0,125 W
R2, R8	– 120 kΩ/0125 W
P1	– 47 kΩ-A stereofoniczny
Kondensatory	
C6, C12	– 100 nF/50 V MKSE-20
C3, C9	– 220 nF/50 V MKSE-20
C1, C7	– 470 nF/50 V MKSE-20
C2, C8	– 1 µF/50 V MKSE-20
C13	– 10 µF/25 V
C4, C10	– 100 µF/16 V
C5, C11	– 470 µF/16 V
Inne	
BAT	– bateria 3 V lub 2×1,5 V
G1, G2	– gniazdo słuchawkowe mini Jack stereo
W1	– wtyk słuchawkowy mini Jack stereo
WŁ1	– włącznik miniaturowy
OB1	– obudowa ZXXIII
płytka drukowana numer 576	

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki można zamawiać w redakcji PE.

Cena: płytka numer 576 – 3,00 zł + koszty wysyłki (10 zł).

◊ *Janusz Majewski*

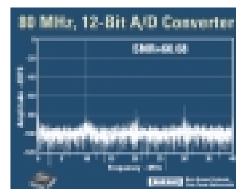
Za najszybciej rozwijającą się obecnie dziedziną informatyki, jaką jest bez wątpienia szeroko pojęta telekomunikacja, łeb w łeb idzie przetwarzanie sygnałów. I to nie tylko w formie rozwoju procesorów sygnałowych, ale też pod postacią przetworników A/C, które już dawno przestały być prostymi układami pozwalającymi tylko na przetworzenie sygnału analogowego na cyfrowy. Tak więc wydaje się, że mimo postępującej informatyzacji, nie ma ucieczki od sygnałów analogowych i problemów z nimi związanych...



■ Texas Istruments uruchamia produkcję nowego przetwornika A/C, ADS 1216. Jest to dwudziestoczterobitowy przetwornik delta/sigma, pozwala mierzyć napięcie z zakresu 2,7÷5,25 V, zawiera wbudowany układ napięcia odniesienia, umożliwia także korzystanie z zewnętrznego źródła odniesienia poprzez dwa różnicowe wejścia. Dane są udostępniane poprzez standardowy, programowalny interfejs SPI. ADS 1216 umożliwia także pomiar prądu pobieranego przez wejścia, a pobór mocy wynosi 1 mW. Cena układu to 7,45 dolara za sztukę w partiach powyżej 1.000 sztuk.

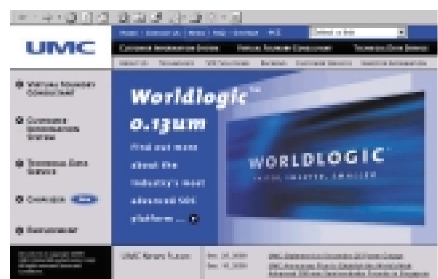


■ Texas Instruments przedstawił nowy przetwornik A/C przeznaczony do wykorzystania w przetwarzaniu sygnałów medycznych i układach kontroli mocy aktywnych urządzeń optycznych. ADS 809 jest dwunastobitowym przetwornikiem który może pracować przy częstotliwościach 80 MHz, pozwala na przetwarzanie napięcia o międzyszczytowej wartości 1 lub 2 V, udostępnia wejścia różnicowe, a współczynniki SNR i SFDR wynoszą odpowiednio 65 i 68 dB przy częstotliwości 10 MHz. Układ pozwala także na rozpoznanie przekroczenia przez sygnał wejściowy dopuszczalnych wartości. ADS 809 umieszczany jest w 48-pinowej obudowie TQFP, a jego cena wynosi 29,95 dolara w partiach powyżej 1.000 sztuk.



■ Texas Instruments przedstawił pierwszy w pełni zintegrowany pakiet obsługujący sieci SONET/SDH. Transceiver SLK 2501 obsługuje dwukierunkową transmisję OC-48, OC-24, OC-12 oraz OC-3, zawiera zintegrowane multipleksery i demultipleksery oraz układy CDR wykorzystywane w modułach optycznych. Dzięki zastosowaniu technologii CMOS transceiver pobiera jedynie 650 mW przy pracy z prędkością OC-48, a ponadto może pracować w pełnym zakresie temperatur przemysłowych (–40÷+85°C), co pozwala na rezygnację z niezbędnych do tej pory układów chłodzących. Umieszczany jest w 100-pinowych obudowach VQFP, a jego cena to 100 dolarów za sztukę w partiach powyżej 1.000 sztuk.

■ Tajwańska firma United Microelectronics (UMC) planuje uruchomienie w Singapurze fabryki trzystumilimetrowych płytek krzemowych używanych do produkcji układów scalonych. Firma planuje skupienie się na technologiach pozwalających wykorzystywać wytwarzane półprodukty w technologiach 0,13 i 0,10 mikrona, a planowane inwestycje opiewają na 3,6 biliona dolarów. Fabryka ma ruszyć pod koniec 2002 roku.



■ Philips Semiconductors znalazł nowe zastosowanie procesora TM-1300 używanego do tej pory głównie w sprzęcie wideo. Nowym urządzeniem wykorzystującym TM-1300 będzie radio internetowe FW-i1000 produkcji Philips Consumer Electronics. Procesor pozwala na obsługę standartowego połączenia opartego na protokole IP i równoczesne dekodowanie strumienia MP3.



■ Samsung wespół z Microsoftem opracowuje urządzenie IZZI-Web, będące bezprzewodowym terminalem internetowym. Składa się ono z przenośnego, czułego na dotyk wyświetlacza LCD o przekątnej 10,4 cala, bezprzewodowej klawiatury i jednostki centralnej podłączanej do sieci za pomocą linii telefonicznej lub sieci lokalnej. Urządzenie oparte jest o system Windows CE 3.0, pracuje z 200-megahercowym procesorem National Semiconductor i zawiera 32 MB RAM. Do komunikacji jednostek przenośnych z centralną będzie wykorzystana technologia Bluetooth bądź Wireless-LAN której właścicielem jest sam Samsung.

■ Lattice Semiconductor przedstawił nową rodzinę układów CPLD, ispLSI5000VE oferujących od 128 do 512 makrokomórek. Najszybszy układ z nowej rodziny, ispLSI5128VE, może pracować z częstotliwością 180 MHz, a połączenie nowej architektury i zaawansowanej technologii E2CMOS sprawia że zysk prędkości w stosunku do starszych urządzeń ispLSI5000V wynosi ponad 30%. Piny wyjściowe mogą być indywidualnie programowane do pracy z napięciami 3,3 lub 2,5 V, a ponadto każdy układ jest wyposażony w port testowania JTAG zgodny z normą IEEE 1149.1.

◊ *Marcin Witek*
elin@pe.com.pl